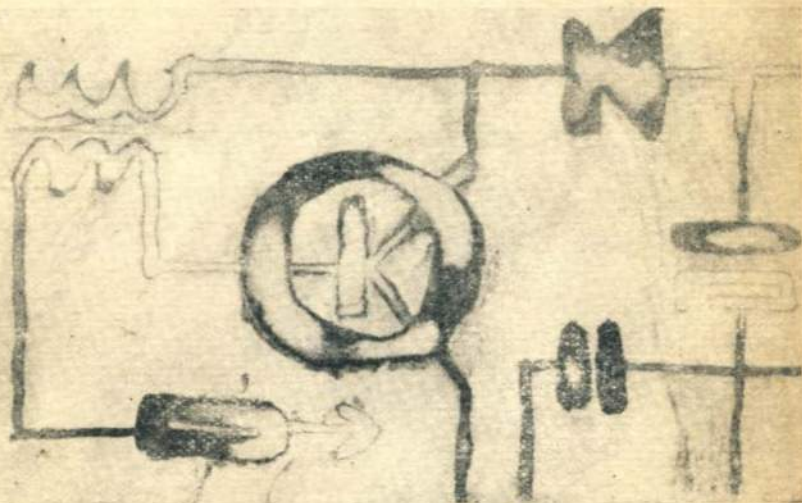


ELECTRONICA ELEMENTARA

ELEMENTE ȘI CIRCUITE

A. MILLEA

i



În pregătire:

ELECTRONICĂ
ELEMENTARĂ
APLICAȚII

Dr. Ing. AUREL MILLEA

ELECTRONICĂ ELEMENTARĂ

ELEMENTE ȘI CIRCUITE



EDITURA TEHNICĂ
București — 1969

Cartea conține noțiuni elementare privind dispozitivele electronice (elementele de circuit și circuitele electronice fundamentale) : tuburi electronice, dispozitive semiconductoare, amplificatoare, oscilatoare, detectoare, circuite de comutație etc., putînd servi ca bază pentru studierea ulterioară a aplicațiilor electronicii.

Este adresată muncitorilor și elevilor care au o pregătire minimă de algebră și cunoștințe elementare de fizică. Ea poate fi utilă tuturor celor care doresc să se inițieze în electronica tehnică, la un nivel de largă accesibilitate.

Redactor: ing. CORNELIA BLAGA

PREFAȚĂ

Lucrarea constituie o inițiere, la nivel elementar, în elemente și circuite electronice fundamentale, putând servi ca bază pentru studiul ulterior al altor capitole ale electronicii, în special al aplicațiilor ei.

S-a presupus că cititorul care folosește această carte posedă un minim de cunoștințe privitoare la fenomenele electrice și o pregătire elementară de algebră. Au fost reluate totuși, pe scurt, unele noțiuni în legătură cu elementele de bază ale circuitelor electrice (rezistoare, condensatoare, bobine, transformatoare), circuite simple, curentul alternativ etc. De asemenea, s-a insistat asupra unor relații generale din circuitul sursă-receptor, în deosebi în legătură cu transferul de putere și cu condiția de adaptare, esențiale pentru apropierea cititorului încă de la început de înțelegerea unor aspecte caracteristice întregii tehnici a „curenților slabi“.

Diversitatea formelor în care electronica intervine azi în domenii variate ale tehnicii face dificilă selecționarea unui număr mic de probleme care să poată fi considerate ca „fundamentale“ pentru a putea începe cu ele în mod rațional studiul electronicii; în acest sens, diverg mult părerile celor care privesc electronica din unghiul aplicațiilor sale pentru transmiterea și prelucrarea informațiilor în industrie și în economie, din punctul de vedere al aplicațiilor „energetice“ sau din acela al utilizării ei în radiocomunicații. La întocmirea lucrării s-a căutat realizarea unei tratări echilibrate a subiectelor extrase din volumul imens de cunoștințe în care se concretizează electronica contemporană.

O altă greutate întâmpinată a fost stabilirea unei ponderi adecvate a „noului“ în rîndul problemelor devenite clasice

ale electronicii. Progresul extrem de rapid în acest domeniu reclamă modificări radicale, chiar în intervale de ordinul a 10 ani, în prezentarea elementelor și circuitelor electronice (de exemplu, tranzistorul cu contacte punctiforme și circuitele aferente, abia apărute în lucrările de electronică din perioada 1950–1960, nu merită să mai fie amintite într-o lucrare a anului 1970). S-au depus eforturi ca paginile cărții să reflecte, bineînțeles în limitele spațiului restrâns al lucrării, utilizarea crescîndă în tehnica actuală a dispozitivelor semiconductoare de diferite tipuri, păstrînd în același timp, în proporție rezonabilă, și soluțiile bazate pe tuburi electronice, care deși supuse unui proces accentuat de înlocuire, nu pot fi considerate ca fiind destinate unei dispariții rapide.

Autorul speră ca lucrarea să trezească interesul pentru tehnica electronică în rîndul tineretului — căruia îi este adresată în primul rînd — cum și la toți cei care întîlnesc în activitatea lor această tehnică spectaculoasă și de mare eficacitate a secolului nostru. Observații și sugestii de îmbunătățire, din partea cititorilor, sînt așteptate și vor fi primite cu interes.

AUTORUL

CUPRINS

1. Noțiuni introductive	11
1.1. Curentul electric	11
1.2. Circuite electrice	14
1.3. Condensatoare și bobine	20
1.4. Curentul alternativ	26
2. Circuite electrice simple	36
2.1. Circuite sursă-receptor	36
2.2. Adaptarea receptorului la sursă	39
3. Circuite oscilante	42
3.1. Oscilații mecanice și oscilații electrice	42
3.1.1. Producerea oscilațiilor mecanice	42
3.1.2. Proprietăți ale oscilațiilor mecanice	43
3.1.3. Producerea oscilațiilor electrice	43
3.2. Proprietăți ale oscilațiilor din circuitul inductanță-capacitate	45
3.2.1. Frecvența oscilațiilor libere	45
3.2.2. Oscilații întreținute (forțate)	46
3.2.3. Rezonanța	47
3.3. Circuite oscilante serie și paralel	49
3.3.1. Circuitul oscilant serie	50
3.3.2. Circuitul oscilant paralel	52
3.3.3. Lărgimea de bandă a circuitelor oscilante	54
3.4. Circuite oscilante cuplate	55
4. Tuburi electronice	57
4.1. Introducere	57
4.2. Emisia electronică	58
4.3. Dioda	59
4.3.1. Funcționarea diodei	60
4.3.2. Caracteristicile și parametrii diodei	62
4.3.3. Puterea consumată în diodă	64

4.3.4. Construcția tuburilor electronice	65
4.4. Trioda	66
4.4.1. Funcționarea triodei	67
4.4.2. Caracteristicile triodei	68
4.4.3. Parametrii triodei	69
4.5. Tetroda și pentoda	73
4.6. Alte tuburi electronice cu vid	76
4.6.1. Tuburi multigrile	76
4.6.2. Tuburi multiple	77
4.7. Tuburi cu gaz	77
4.7.1. Tuburi cu gaz cu catod cald	78
4.7.2. Tuburi cu gaz cu catod rece	79
4.8. Tuburi catodice	80
5. Dispozitive semiconductoare	82
5.1. Introducere	82
5.2. Proprietățile corpurilor semiconductoare	82
5.2.1. Conductibilitatea electrică a semiconductoarelor pure	83
5.2.2. Conductibilitatea semiconductoarelor cu impurități	86
5.3. Dioda semiconductoare	88
5.3.1. Joncțiunea $p-n$	88
5.3.2. Construcția diodelor semiconductoare	91
5.3.3. Caracteristicile și parametrii diodelor semiconductoare	93
5.4. Tranzistorul	94
5.4.1. Principiul de funcționare a tranzistorului	95
5.4.2. Construcția tranzistoarelor	97
5.4.3. Caracteristicile tranzistoarelor	99
5.4.4. Parametrii tranzistoarelor	103
5.5. Alte dispozitive semiconductoare	106
5.5.1. Dioda Zener	106
5.5.2. Dioda tunel	107
5.5.3. Dioda varicap	108
5.5.4. Tiristorul	108
5.5.5. Teristorul	110
5.5.6. Fotodioda și fototranzistorul	111
5.5.7. Fotorezistențele	113
6. Redresoare	114
6.1. Circuite electronice	114
6.2. Transformatoare de rețea	114
6.3. Scheme de redresare	116
6.3.1. Redresarea unei singure alternanțe	116
6.3.2. Redresarea ambelor alternanțe	118
6.3.3. Redresarea cu dublarea tensiunii	120
6.4. Filtre de netezire	121

6.5. Stabilizatoare de tensiune	124
6.5.1. Stabilizatoare de tensiune continuă cu tuburi cu gaz	124
6.5.2. Stabilizatoare de tensiune cu diode semiconductoare	126
7. Amplificatoare	128
7.1. Introducere	128
7.2. Trioda ca amplificatoare	131
7.2.1. Funcționarea amplificatorului cu triodă	131
7.2.2. Schema echivalentă a triodei ca amplificatoare	134
7.3. Tranzistorul ca amplificator	135
7.3.1. Funcționarea amplificatorului cu tranzistor în co- nexiune cu baza comună	135
7.3.2. Funcționarea amplificatorului cu tranzistor în co- nexiune cu emitor comun	138
7.3.3. Funcționarea amplificatorului cu tranzistor în co- nexiune cu colector comun	140
7.3.4. Comparatie între cele trei montaje de amplificare cu tranzistor	141
7.4. Amplificatoare de audiofrecvență	142
7.4.1. Amplificatoare de semnal mic, cu tuburi electronice	142
7.4.2. Amplificatoare de putere cu tuburi electronice	153
7.4.3. Amplificatoare de semnal mic, cu tranzistoare	159
7.4.4. Amplificatoare de putere cu tranzistoare	166
7.4.5. Reacția în amplificatoarele de audiofrecvență	169
7.5. Amplificatoare de înaltă frecvență	181
7.5.1. Amplificatoare de radiofrecvență cu tuburi electro- nice	182
7.5.2. Amplificatoare de radiofrecvență cu tranzistoare ..	184
7.6. Amplificatoare de curent continuu	185
8. Oscilatoare	188
8.1. Introducere	188
8.2. Oscilatoare cu inductanță și capacitate (<i>L.C.</i>)	189
8.1.1. Negativarea automată prin curenți de grilă	192
8.1.2. Amorsarea și amplitudinea oscilațiilor	194
8.1.3. Noțiunea de rezistență negativă	196
8.1.4. Scheme de oscilatoare <i>LC</i>	199
8.3. Oscilatoare cu rezistență și capacitate (<i>RC</i>)	201
8.3.1. Oscilatoare <i>RC</i> cu un etaj de amplificare	203
8.3.2. Oscilatoare <i>RC</i> cu două etaje de amplificare	204
9. Modulatoare, demodulatoare, schimbătoare de frecvență	207
9.1. Introducere	208
9.2. Modulatoare	208
9.2.1. Tipuri de modulație	208
9.2.2. Circuite de modulație	211
9.3. Circuite de detecție	215
9.4. Circuite de schimbare a frecvenței	217

10. Circuite de comutație	221
10.1. Introducere	221
10.2. Comutare electromecanică și comutare electronică	222
10.3. Circuite logice	225
10.3.1. Circuit de negație (circuit NU)	225
10.3.2. Circuit de conjuncție (circuit ȘI)	226
10.3.3. Circuit de disjuncție (circuit SAU)	288
10.3.4. Circuit NICI	229
10.4. Circuite basculante	230
10.4.1. Circuit basculant bistabil	231
10.4.2. Circuit basculant monostabil	233
10.4.3. Circuit basculant astabil (multivibrator)	234
Bibliografie	236

1. NOȚIUNI INTRODUCTIVE

1.1 CURENTUL ELECTRIC

Curentul electric constă în deplasarea unor particule foarte mici încărcate electric în interiorul corpurilor solide, lichide sau gazoase.

Toate substanțele sînt compuse din particule foarte mici, numite molecule; la rîndul lor, moleculele se compun din particule mai mici, numite atomi. În interiorul atomilor se află particule materiale (corpuri mici) numite *electroni* aflate în mișcare de rotație în jurul *nucleului* atomului. Electronii sînt încărcăți cu o sarcină electrică negativă(-), spre deosebire de nucleu care are o sarcină pozitivă (+).

În interiorul metalelor curentul electric constă în deplasarea electronilor, care trec de la un atom la altul. Corpurile în care există electroni liberi, capabili să se deplaseze între atomi, se numesc *conductoare* (metalele, cărbunele, soluțiile de săruri etc.). Celelalte corpuri, în care electronii nu se pot deplasa în acest fel, se numesc *izolanți* sau *dielectrice* (aerul și alte gaze în condiții normale, materialele plastice, sticla, porțelanul, cauciucul, țesăturile textile, rășinile, uleiurile, lemnul uscat etc.).

În fizică și în tehnică se consideră ca sens de circulație a curentului sensul opus deplasării electronilor.

Intensitatea curentului. Intensitatea curentului se măsoară prin numărul de electroni care trec în unitatea de timp (într-o secundă) prin conductor. Unitatea de măsură pentru intensitatea curentului este amperul; cînd curentul are intensitatea de 1 amper, înseamnă că prin secțiunea

traversală a conductorului trece, în fiecare secundă, un număr foarte mare de electroni, și anume 6,3 urmat de 17 zerouri.

Pe lângă amper, se folosesc și submultiplii lui *miliamperul*, egal cu a mia parte dintr-un amper, și *microamperul*, egal cu a milioana parte dintr-un amper. Prescurtat, amperul se notează cu A, miliamperul cu mA și microamperul cu μA , adică

$$1 \text{ A} = 1\,000 \text{ mA} = 1\,000\,000 \mu\text{A}.$$

Menționăm că în vorbirea curentă se spune deseori „curent” în loc de „intensitatea curentului”. Astfel, se spune „curent de 3 amperi”, „curenți slabi” etc.

Tensiunea electrică. *Tensiunea electrică* sau *diferența de potențial* caracterizează deosebirea dintre „stările electrice” ale unor conductoare sau ale unor puncte diferite din același conductor, întocmai cum diferența de presiune caracterizează starea unor lichide din vase diferite sau din locuri diferite ale unei conducte. În orice conductor curentul circulă de la capătul cu potențial mai înalt către cel de potențial mai scăzut. Pentru a obține un curent electric constant (permanent) este necesar să fie menținută o tensiune (diferență de potențial) între capetele conductorului, cu ajutorul unei *surse* electrice (generator electric).

Unitatea de măsură a tensiunii se numește *volt*. Se mai folosesc kilovoltul (kV), milivoltul (mV) și microvoltul (μV), între ele existînd relațiile

$$1 \text{ V} = \frac{1}{1\,000} \text{ kV} = 1\,000 \text{ mV} = 1\,000\,000 \mu\text{V}.$$

Rezistența electrică. Dacă aplicăm aceeași tensiune la capetele unor conductoare diferite, prin unele va circula un curent mai intens, iar prin altele un curent mai slab. Se spune că aceste conductoare au *rezistențe* electrice diferite.

Rezistența unui conductor depinde de dimensiunile lui și de materialul din care este confecționat. Rezistența este cu atît mai mare cu cît lungimea lui este mai mare și cu cît conductorul este mai subțire (secțiunea sa este mai mică); ea poate fi calculată cu formula

$$R = \rho \frac{l}{S},$$

în care:

- R este rezistența conductorului;
 ρ — rezistivitatea conductorului (mărime caracteristică materialelor conductoare);
 l — lungimea conductorului;
 S — secțiunea conductorului.

Unitatea de măsură a rezistenței se numește ohm (se citește „om”) și se notează cu litera grecească Ω (omega). Se mai folosesc multiplii și submultiplii kilohm ($k\Omega$), megohm ($M\Omega$), miliohm ($m\Omega$):

$$1\Omega = \frac{1}{1\,000} k\Omega = \frac{1}{1\,000\,000} M\Omega = 1\,000 m\Omega.$$

Lungimea conductorului se măsoară de obicei în metri, iar secțiunea lui în milimetri pătrați; pentru a obține rezultatul corect, în formula de mai sus rezistivitatea trebuie introdusă în $\Omega \text{ mm}^2/\text{m}$.

În tabelul 1.1 sînt date valorile rezistivității unor materiale conductoare solide.

Tabelul 1.1

Rezistivitatea unor materiale

Materialul	Rezistivitatea $\Omega \text{ mm}^2/\text{m}$
Alamă	0,07
Aluminiu	0,026
Apă distilată	$1 \dots 4 \cdot 10^{10}$
Argint	0,016
Aur	0,024
Bronz fosfor	0,115
Cărbune	$60 \dots 80$
Constantan	0,49
Cromnichel	1,1
Cupru	0,0175
Manganină	0,42
Mercur	0,958
Nichel	0,07
Oțel	0,1
Platină	0,1
Plumb	0,21
Staniu	0,11
Wolfram	0,055
Zinc	0,06

1.2. Circuite electrice

Cel mai simplu circuit electric este format dintr-o sursă și dintr-un conductor conectat la bornele sursei; acest conductor se mai numește și *consumator* (sau receptor), deoarece „consumă” curentul electric produs de sursă. De exemplu, legând un bec (consumatorul) la o baterie de lanternă (sursa) obținem un circuit electric ca cel din fig. 1.1. Curen-

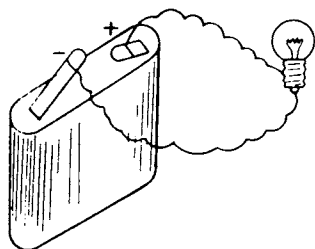


Fig. 1.1. Circuit format dintr-o baterie și un bec.

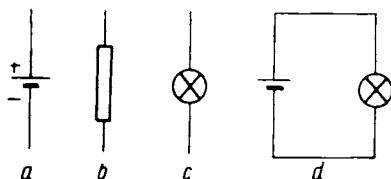


Fig. 1.2. Reprezentarea elementelor de circuit electric:

a — sursă; *b* — rezistor; *c* — lampă (bec);
d — circuit format dintr-o sursă și o lampă.

mul, avînd aceeași intensitate în tot circuitul, parcurge conductorul exterior de la plus către minus, intră în baterie pe la borna minus a acesteia și iese prin borna plus, continuîndu-și astfel circuitul.

Circuitele electrice se reprezintă cu ajutorul schemelor, care conțin semne convenționale ca cele din fig. 1.2.

Legea lui Ohm. Între mărimile fundamentale curent, tensiune, rezistență există o legătură care se exprimă prin *legea lui Ohm*:

$$I = \frac{U}{R},$$

în care:

- I* este curentul electric prin conductor;
- U* — tensiunea electrică dintre capetele conductorului;
- R* — rezistența conductorului.

În legea lui Ohm curentul se exprimă de obicei în amperi, tensiunea în volți și rezistența în ohmi (sau curentul în miliamperi și rezistența în kilohmi):

$$\text{amperi} = \frac{\text{volți}}{\text{ohmi}} \quad \left(\text{sau: miliamperi} = \frac{\text{volți}}{\text{kilohmi}} \right)$$

Tensiunea electromotoare a unei surse. Tensiunea electromotoare este o mărime caracteristică a unei surse electrice. Ea este egală cu tensiunea sursei atunci când nu se conectează nici un consumator la sursă (sursa „funcționează în gol”). Tensiunea electromotoare se măsoară cu un voltmetru legat direct la bornele sursei.

Tensiunea electromotoare a unei surse este totdeauna mai mare decât tensiunea la bornele ei atunci când ea produce curent într-un circuit închis. Acest fapt este datorit *rezistenței interne* a sursei, pe care ia naștere o cădere de tensiune. Astfel, pentru întregul circuit (fig. 1.3.) legea lui Ohm se scrie:

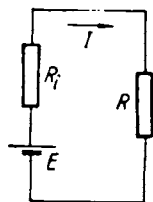


Fig. 1.3. Circuit format dintr-o sursă și un consumator (receptor).

$$I = \frac{R}{R + R_i},$$

în care: I este intensitatea curentului din circuit;

E — tensiunea electromotoare a sursei;

R — rezistența circuitului exterior;

R_i — rezistența internă a sursei.

Această formulă mai poate fi scrisă în modul următor:

$$U = E - R_i I.$$

De aci se vede că tensiunea la borne este mai mică decât tensiunea electromotoare, diferența dintre ele fiind „căderea de tensiune” internă, $R_i I$.

Circuite cu ramificații. Circuitele mai complicate conțin mai multe surse, iar conductoarele lor pot avea ramificații.

Pentru fiecare porțiune din aceste circuite, poate fi folosită legea lui Ohm, așa cum s-a arătat anterior. Trebuie însă remarcat că în circuitele cu ramificații curentul nu

este același în toate laturile circuitului, deci legea lui Ohm „pentru întregul circuit” nu se mai poate folosi.

Punctele de ramificații din circuit se numesc noduri. În orice nod suma curenților care intră în nod este egală cu suma curenților care ies din nod (fig. 1.4).

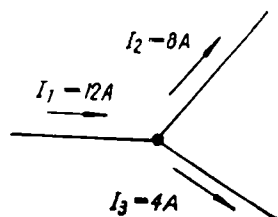


Fig. 1.4. Nod de circuit, cu exemplu de valori ale curenților care intră în nod și care ies din el.

Rezistoare. În electronică se folosesc foarte des dispozitive formate dintr-un conductor, construit astfel încât să aibă o anumită rezistență, de valoare fixă sau variabilă. Aceste dispozitive se numesc rezistoare*.

Rezistoarele folosite în electronică sînt de două tipuri; bobinate sau chimice.

Rezistoarele bobinate sînt construite dintr-un conductor (sîrmă) înfășurat în jurul unui suport izolan, de obicei cilindric sau plat. Se folosesc de regulă conductoare din aliaje de mare rezistivitate (crom-nichel, constantan etc.), pentru a realiza cu o sîrmă nu prea lungă rezistența de valoare dorită.

Rezistoarele chimice sînt realizate prin depunerea unui strat conductor (amestec de grafit cu alte substanțe, sau metal) pe un suport izolan (de obicei ceramică) de formă cilindrică. Aceste rezistoare sînt foarte larg folosite în electronică, putînd avea rezistența de la 1Ω la $100\text{ M}\Omega$, dimensiuni pînă la cele mai mici, precum și alte avantaje; ele sînt în același timp și ieftine. Foarte răspîndite sînt și rezistoarele chimice variabile (potențiometrele chimice), prevăzute cu un cursor care poate fi deplasat în lungul peliculei rezistive.

Utilizări ale rezistoarelor în circuitele electrice. Desori, introducerea unui rezistor într-un circuit electric se face cu scopul de a stabili o anumită intensitate a curentu-

* În loc de „rezistor” se folosește și termenul „rezistență” pentru dispozitivul fizic menționat (care are o anumită rezistență, în sensul de proprietate a lui).

Iui din circuit, a limita această intensitate sau a micșora tensiunea pe consumatorul din circuit. De exemplu, dacă o sonerie electrică funcționează cu curent de 100 mA și o alimentăm de la o tensiune de 24V, vom realiza circuitul

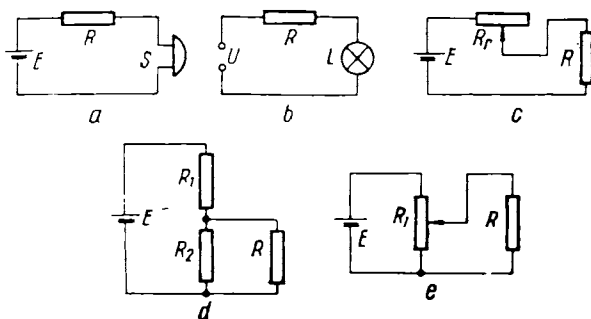


Fig. 1.5. Exemple de utilizări ale rezistoarelor:

a — în serie cu o sonerie; b — în serie cu o lampă; c — ca reostat; d — ca divizor de tensiune; e — ca potențiometrul.

din fig. 1.5, a, în care rezistența R o alegem astfel, încît în conformitate cu legea lui Ohm, tensiunea de 24 V împărțită la rezistența totală a circuitului (rezistența R plus rezistența soneriei) să ne dea curentul dorit de 100 mA; dacă o lampă funcționează normal la o tensiune de 120 V, dar noi avem la dispoziție numai o tensiune de 220 V, putem folosi un rezistor suplimentar, ca în fig. 1.5, b, ales astfel încît căderea de tensiune pe el să fie egală cu diferența de $220 - 120 = 100$ V.

Dacă într-un circuit de felul arătat este necesară nu numai menținerea curentului la o valoare dată, ci și reglarea lui între anumite limite, se poate folosi un rezistor reglabil R_r (variabil) ca în fig. 1.5, c. Acest rezistor a cărui rezistență poate fi variată, introdus în serie într-un circuit, poartă numele de *reostat*.

Uneori este necesară o reducere a tensiunii într-un circuit de rezistență mare. În aceste cazuri se utilizează de obicei divizoare de tensiune, ca cele din fig. 1.5, d. Căderea de tensiune pe rezistorul R_2 , care se aplică mai departe consumatorului R_1 , este mai mică decît tensiunea sursei (egală cu suma căderilor de tensiune pe rezistoarele R_1 și R_2).

Alegînd convenabil raportul dintre cele două rezistențe, se poate reduce (diviza) tensiunea sursei în orice raport.

Dacă este necesară obținerea unei tensiuni reglabile, se poate folosi un rezistor reglabil numit *potențiometrul* (fig. 1.5, e). Acesta se compune dintr-un conductor, pe care se poate deplasa un contact mobil, numit cursor, de la un capăt la altul al conductorului. Cursorul împarte rezistorul în două părți, ale căror rezistențe depind de poziția lui. Deplasînd cursorul potențiometrului, tensiunea aplicată consumatorului variază; în cazurile limită, se poate obține o tensiune zero, cînd cursorul este la capătul de jos al rezistorului, respectiv tensiunea maximă (egală cu tensiunea sursei) cînd cursorul se află la capătul superior al rezistorului.

Gruparea rezistoarelor. În diferite circuite electrice, rezistoarele pot fi grupate, urmărindu-se prin aceasta diferite scopuri. Se folosesc mai frecvent două moduri de grupare: în serie și în paralel (fig. 1.6.)

În *gruparea în serie* rezistoarele se leagă cap la cap, formînd un lanț. Rezistența totală a unui ansamblu de rezistoare, de exemplu pentru trei rezistențe legate în serie, este:

$$R = R_1 + R_2 + R_3.$$

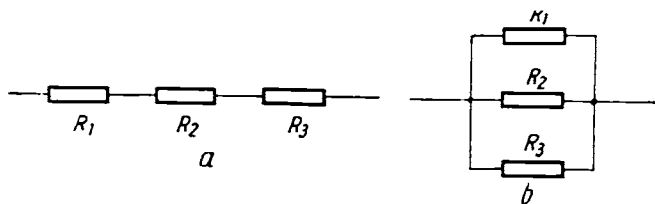


Fig. 1.6. Gruparea rezistoarelor:
a — în serie; b — în paralel.

La *gruparea în paralel* (sau „în derivație”) toate „începuturile” rezistoarelor se leagă într-un punct, iar toate „sfîrșiturile” rezistoarelor se leagă împreună într-un alt punct.

Calculul rezistenței totale, în cazul grupării în paralel, de exemplu a trei rezistoare, se poate face folosind formula:

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3},$$

în care:

R este rezistența totală a ansamblului;
 R_1, R_2, R_3 — rezistențele componente.

Deci, la legarea în paralel se însumează inversele rezistențelor (numite și *conductanțe*).

O formulă mai simplă se poate aplica în cazul în care sînt legate în paralel numai două rezistoare (caz foarte frecvent în practică):

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}; \text{ dacă } R_1 = R_2 \text{ rezultă } R = \frac{R_1}{2} = \frac{R_2}{2}$$

Deci, în acest caz, rezistența totală este egală cu produsul rezistențelor componente împărțit la suma lor.

Puterea electrică și energia electrică. Noțiunile de *putere electrică* și *energie electrică* intervin în unele procese de transformare a energiei dintr-o formă în alta. Se știe că în cursul acestor transformări energia se conservă; vom obține deci o cantitate de energie electrică egală cu lucrul mecanic pe care îl cheltuim, atunci cînd transformăm energia mecanică în energie electrică (în generatoarele electrice) și, invers, lucrul mecanic produs de un motor electric este egal cu energia electrică cheltuită în acest scop.

În aceste transformări, energia electrică în unitatea de timp, numită putere electrică, este egală cu produsul dintre tensiune și curent:

$$P = UI.$$

Puterea se măsoară cu unitatea numită *watt*, care se notează cu litera W . Un curent de 1 A la o tensiune de 1 V produce o putere de 1 W; aceeași putere o dă și un curent de 10 A la o tensiune de 0,1 V sau un curent de 0,1 A la o tensiune de 10 V. Se mai utilizează multiplii wattului, în special *miliwattul* (mW) și *kilowattul* (kW).

Puterea consumată într-un conductor de rezistență R mai poate fi exprimată și în modul următor, dacă se ține seamă de legea lui Ohm:

$$P = RI^2 = \frac{U^2}{R}.$$

Energia electrică se măsoară în unitatea numită *joule* (J) sau watt-secundă (Ws). Se utilizează însă mai des unități mai mari: *watt-oră* (Wh) și *kilowatt-oră* (kWh):

$$1 \text{ Wh} = 3\,500 \text{ J};$$

$$1 \text{ kWh} = 3\,600\,000 \text{ J}.$$

1.3. Condensatoare și bobine

Pe lângă rezistoare, condensatoarele și bobinele sînt elemente de circuit folosite pe larg în electronică. Funcționarea acestora este legată de noțiunile de cîmp electric (la condensatoare) și cîmp magnetic (la bobine), forme particulare ale cîmpului electromagnetic, care este o formă specială a materiei.

Cîmpul electric. În general, spunem că într-o regiune din spațiu există cîmp electric atunci cînd asupra unui corp încărcat cu sarcină electrică, introdus în acea regiune, se exercită o forță.

Intensitatea cîmpului electric se măsoară prin valoarea forței care acționează asupra unui corp încărcat cu o anumită sarcină. Cu cît această forță este mai mare cu atît cîmpul electric este mai intens.

Orice corp încărcat cu sarcină electrică creează în jurul lui un cîmp electric. Acest cîmp este mai intens în apropierea

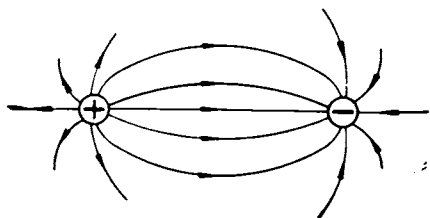


Fig. 1.7. Cîmpul electric produs de două corpuri încărcate cu sarcini electrice de semne contrare.

corpului și scade repede cînd ne îndepărtăm de el. Forța care apare între două corpuri încărcate electric putem să o explicăm deci considerînd că unul din corpuri se află în cîmpul electric al celuilalt.

Se obișnuiește să se reprezinte cîmpul electric prin niște li-

nii cu săgeți, numite *linii de cîmp* sau linii de forță. Aceste linii indică direcția și sensul forțelor electrice din cîmp.

Fiecare linie de câmp reprezintă calea pe care s-ar deplasa un mic corp încărcat cu sarcină electrică pozitivă sub acțiunea câmpului electric. Deci, liniile de câmp electrice pornesc totdeauna de la sarcina pozitivă către sarcina negativă. În fig. 1.7 este reprezentat câmpul electric în vecinătatea a două corpuri încărcate cu sarcini de semne contrare.

Condensatoare. Capacitatea electrică. Dacă între două conductoare, izolate între ele, se aplică o tensiune (o diferență de potențial), ele se încarcă cu sarcini electrice egale și de semne contrare. Cantitatea de sarcini care se acumulează pe fiecare conductor, la o valoare dată a tensiunii, depinde de forma și dimensiunile corpurilor conductoare, de distanța dintre ele și de natura izolantului care le separă. S-a constatat că această sarcină este proporțională cu tensiunea dintre conductoare și că raportul dintre sarcină și tensiune este constant. Acest raport se numește *capacitate electrică* (sau, simplu, *capacitate*).

Sistemul de două conductoare izolate, construit special pentru a avea o anumită capacitate, se numește *condensator electric* (sau *condensator*).

Cel mai simplu condensator este *condensatorul plan*, format din două plăci plane conductoare, separate printr-un izolator numit *dielectric* (aer sau dielectric solid). Între cele două plăci numite *armături* sau *electrozi*, se stabilește un câmp electric, ale cărui linii de câmp au forma arătată în fig. 1.8. În practică, se mai folosesc și alte tipuri de condensatoare, cu armături cilindrice, răsucite în spirală etc.

Capacitatea unui condensator este direct proporțională cu suprafața armăturilor și invers proporțională cu distanța dintre ele. Ea mai depinde de natura dielectricului folosit, și anume este proporțională cu o mărime specifică fiecărui material, numită *permitivitate relativă* (sau *constantă dielectrică*). Această mărime arată de câte ori este mai mare capacitatea unui condensator care are dielectricul din acel

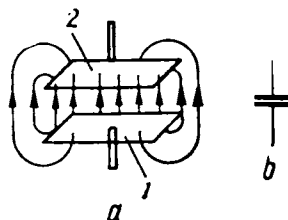


Fig. 1.8. Condensator:
a — construcție; b — reprezentare;
1, 2 — armături.

material față de cea a aceluiași condensator avînd ca dielectric aerul. Majoritatea materialelor solide au permitivitatea relativă cuprinsă între 2 și 10.

Capacitatea se notează cu litera C . Ea are ca unitate de măsură *faradul*, notat cu F . Această unitate fiind foarte mare, în practică se utilizează *microfaradul* (μF), *nanofaradul* (nF) și *picofaradul* (pF). Relațiile dintre aceste unități sînt:

$$1 F = 1\,000\,000 \mu F$$

$$1 \mu F = 1\,000 nF = 1\,000\,000 pF$$

Condensatoarele pot fi grupate, ca și rezistoarele, în paralel sau în serie (fig. 1.9).

Dacă mai multe condensatoare sînt legate în paralel, efectul este același ca și cum s-ar mări suprafața armăturilor, deci capacitatea lor totală este egală cu suma capacităților condensatoarelor componente:

$$C = C_1 + C_2 + C_3 + \dots$$

Legarea în serie este echivalentă cu o mărire a distanței dintre armături, astfel încît capacitatea totală va fi mai

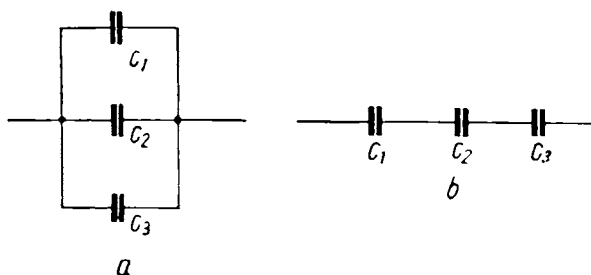


Fig. 1.9. Gruparea condensatoarelor:

a — în paralel; b — în serie.

mică decît fiecare din capacitățile componente. Capacitatea echivalentă a două condensatoare legate în serie, de capacități C_1 și C_2 , este:

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}.$$

În practică, legarea în paralel a condensatoarelor este folosită mai des decât legarea lor în serie.

Cîmpul magnetic. Acest cîmp poate fi creat în mai multe moduri; un mijloc simplu de a produce un cîmp magnetic este cel care folosește un *magnet permanent*, confecționat dintr-un material sau metal cu proprietăți feromagnetice. Asemenea metale sînt, în primul rînd, fierul și oțelul, apoi, nichelul, cobaltul și aliajele lor. În jurul unui magnet permanent există totdeauna un cîmp magnetic, de prezența căruia ne putem convinge apropiind de magnet o bucată de fier (sau un alt magnet); aceasta va fi atrasă de magnet.

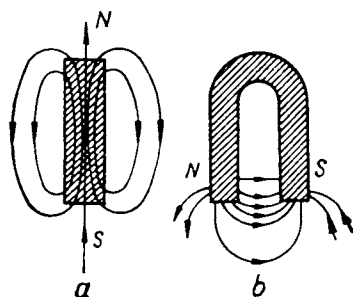


Fig. 1.10. Magneți permanenți:
a — în formă de bară; b — în formă de potcoavă.

Magneții uzuali se prezintă sub formă de bară sau de potcoavă. În fig. 1.10 sînt reprezentate liniile de cîmp ale acestor magneți. Convențional, sensul liniilor de cîmp se alege de la un capăt al magnetului, numit *pol Nord*, către celălalt capăt, numit *pol Sud*.

Dacă se apropie între ei doi poli de același fel (doi poli Nord sau doi poli Sud) a doi magneți diferiți, aceștia se vor respinge; dacă polii apropiați sînt de nume contrare, ei se vor atrage.

Materialele feromagnetice pot fi magnetizate prin introducerea lor într-un cîmp magnetic. Unele materiale feromagnetice rămîn magnetizate și după scoaterea lor din cîmp; acestea se numesc *materiale magnetic dure*, iar fenomenul care are loc se numește *magnetism remanent*. Alte materiale își pierd magnetizarea după încetarea acțiunii cîmpului; acestea se numesc *materiale magnetic moi*, iar fenomenul respectiv se numește *magnetism temporar*.

Materialele magnetic dure se folosesc pentru confecționarea magneților permanenți.

Materialele magnetice moi se folosesc ca miezuri pentru bobine și transformatoare, electromagneți etc.

Orice corp feromagnetic poate fi magnetizat numai pînă la o anumită limită. Oricît am mări intensitatea cîmpului exterior peste această limită, magnetizarea nu mai crește. Se spune că acel corp feromagnetic este saturat, iar fenomenul se numește *saturație*.

Bobine. Inductanță. În jurul oricărui conductor parcurs de curent electric există un cîmp magnetic. Deci, cîmpul magnetic poate fi creat nu numai cu ajutorul magneților permanenți, ci și folosind conductoare prin care circulă curent. De obicei, se folosesc conductoare răsucite în formă de elice pe un suport izolant cilindric, numit carcasă; acestea se numesc *bobine* (fig. 1.11, *a*). Fiecare bobină este formată din mai multe *spire*; bobina are atîtea spire de cîte ori conductorul este răsucit pe carcasă.

Fiecare spiră circulară creează un cîmp magnetic, ale cărui linii de cîmp traversează planul spirei. Cîmpurile produse de spiralele bobinei se însumează, astfel încît cîmpul

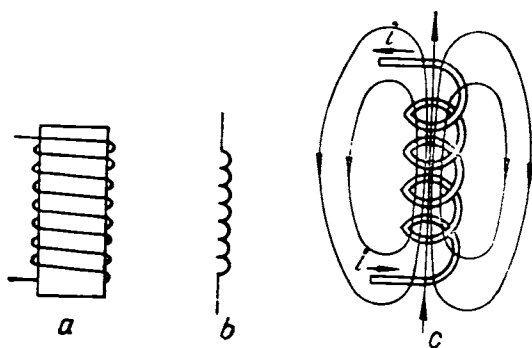


Fig. 1.11. Bobină:

a — aspect; *b* — reprezentare; *c* — cîmpul magnetic al bobinei.

bobinei este mai puternic; intensitatea acestui cîmp este cu atît mai mare, cu cît bobina are mai multe spire și cu cît curentul prin bobină este mai intens. Forma liniilor de cîmp în apropierea bobinei este reprezentată în fig. 1.11, *c*.

Totalitatea liniilor de câmp ale bobinei formează fluxul magnetic al acesteia. Fluxul magnetic al unei bobine devine mult mai puternic dacă se introduce în bobină un miez de material feromagnetic. Aceasta se explică prin faptul că, sub acțiunea câmpului bobinei, miezul se magnetizează și creează un flux magnetic suplimentar, de obicei mult mai puternic decât fluxul bobinei însăși (fig. 1.12, a).

Fluxul unei bobine depinde foarte mult și de construcția ei. Pentru a obține un flux magnetic puternic, este necesar ca liniile de câmp să se poată închide în întregime prin miezul feromagnetic, deoarece acesta opune o „rezistență” mai mică fluxului decât aerul; pentru aceasta, miezul se face închis, de exemplu, ca în fig. 1.12, b. În acest caz, fluxul magnetic al bobinei este de μ_r ori mai mare decât în lipsa miezului, unde μ_r se numește *permeabilitatea relativă* a materialului din care este confecționat miezul.

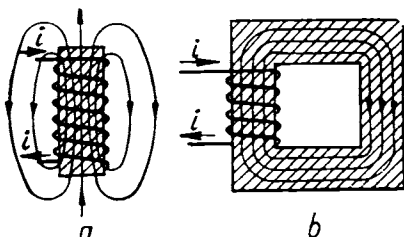


Fig. 1.12. Bobine cu miez feromagnetic:
a—cu miez în formă de bară; b—cu miez închis.

Variația în timp a fluxului magnetic din orice circuit produce o tensiune electromotoare (numită „indusă”) în acel circuit; acest fenomen se numește *inducție electromagnetică*. În cazul bobinelor se produce *fenomenul de inducție proprie* sau *autoinducție*. Pentru caracterizarea acestui fenomen se folosește noțiunea de *inductanță* a bobinei.

Inductanța se notează cu litera L și se măsoară în henry (prescrutat H). O bobină are inductanța de 1 H atunci când un curent de 1 A, care scade uniform pînă la zero în timp de 1 s, induce în bobină o tensiune electromotoare de 1 V. Se mai folosesc submultiplii *milihenry* (mH) și *microhenry* (μ H).

Inductanța unei bobine depinde de forma și dimensiunile ei, de numărul de spire și de proprietățile miezului feromagnetic (dacă aceasta există). Inductanța crește cu diametrul bobinei și scade cu lungimea ei. Ea este proporțională cu pătratul numărului de spire (deci, dacă mărim de

două ori numărul de spire, inductanța crește de patru ori, dacă îl mărim de trei ori, inductanța crește de nouă ori etc.).

Introducerea unui miez feromagnetic în bobină mărește inductanța ei; un miez de permeabilitate ridicată poate duce la creșterea inductanței de sute sau de mii de ori.

Inductanțele bobinelor legate în serie se adună ca și rezistențele legate în serie (dacă bobinele nu se influențează reciproc prin cîmpurile lor magnetice).

1. 4. CURENTUL ALTERNATIV

Curentul care are o intensitate constantă în timp și nu-și schimbă sensul se numește *curent continuu*. Dacă intensitatea sau sensul curentului se modifică în timp, curentul se numește variabil. De obicei, variațiile în timp se produc periodic, adică la intervale egale de timp. Curentul care își schimbă periodic sensul, circulînd într-un interval de timp determinat într-un sens și apoi, într-un interval egal de timp în sens opus, se numește *curent alternativ*. Acest curent își schimbă deci sensul în permanență; această schimbare de sens este însoțită, de obicei, și de o schimbare a intensității, care trece succesiv prin valori maxime și prin valori nule (prin zero).

Perioada și frecvența curentului alternativ. Curentul alternativ poate fi privit ca o succesiune de oscilații ale electronilor din circuit; durata unei asemenea oscilații se numește *perioadă* și este notată de obicei cu litera T .

În timpul primei jumătăți a unei perioade, curentul alternativ circulă într-un sens, iar în timpul celeilalte jumătăți de perioadă el circulă în sens contrar.

Perioada se măsoară în unități de timp, adică în secunde (s), sau în submultipli acesteia: milisecunde (ms), sau microsecunde (μ s).

Numărul care arată cîte oscilații efectuează curentul alternativ într-o secundă se numește *frecvența* curentului. Frecvența este deci egală cu numărul de perioade într-o secundă și se poate exprima astfel:

$$f = \frac{1}{T},$$

adică prin inversul perioadei.

Unitatea de măsură a frecvenței se numește hertz (citește hert) și se notează cu Hz. Un curent a cărui frecvență este de 1 Hz efectuează o oscilație pe secundă. Se mai folosesc multiplii hertzului: kilohertzul (kHz), egal cu 1 000 Hz, și megahertzul (MHz), egal cu 1 000 000 Hz.

În general, frecvențele cuprinse între 20 și 20 000 Hz se numesc audiofrecvențe (deoarece ele corespund frecvențelor sunetelor care pot fi auzite), iar frecvențele mai mari se numesc radiofrecvențe (deoarece ele se folosesc în radio-comunicații).

Reprezentarea grafică a curentului alternativ. Pentru a reprezenta caracteristicile curentului alternativ și a putea urmări variația lui în timp, se obișnuiește să se folosească o reprezentare grafică sau diagramă.

O asemenea diagramă este arătată în fig. 1.13. Pe această figură sînt trasate două drepte perpendiculare una pe alta, numite axe. Pe axa orizontală este notat timpul, în mili-secunde, iar pe axa verticală, curentul în amperi. Curba trasată pe figură reprezintă, în fiecare moment, intensitatea curentului din circuit, precum și sensul lui (atunci cînd curba este deasupra axei orizontale, curentul are un anumit sens, iar cînd curba este sub axa orizontală, curentul are sens contrar).

Urmărind curba de variație a curentului în timp, se observă că, în primul moment, curentul este zero, iar apoi începe să crească, ajungînd la o anumită valoare maximă. Urmează o descreștere a curentului, care ajunge la valoarea zero, apoi începe să crească din nou, însă în sens contrar. După ce atinge o nouă valoare maximă, de sens opus primei, curentul descrește iarăși și ajunge egal cu zero. După aceasta, tot ciclul se repetă.

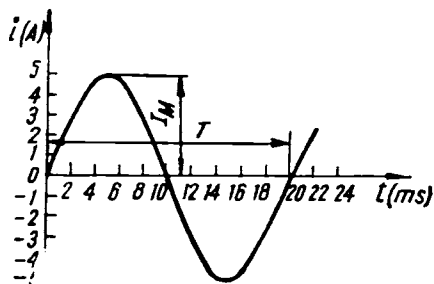


Fig. 1.13. Reprezentarea grafică a variației în timp a curentului alternativ

Cea mai mare valoare pe care o atinge, în anumite momente, curentul alternativ se numește *valoare maximă*, sau *valoare de vîrf* sau *amplitudine* a curentului. Această valoare o notăm cu I_M .

Valoarea efectivă a curentului alternativ. Intensitatea unui curent alternativ nu se caracterizează numai prin valoarea lui maximă, ci și prin *valoarea efectivă* (sau *valoarea eficace*). Valoarea efectivă a unui curent alternativ este egală cu valoarea intensității unui curent continuu care ar dezvolta aceeași putere ca și puterea medie dezvoltată de curentul alternativ considerat.

Este evident că valoarea efectivă a curentului alternativ este mai mică decît valoarea lui maximă. Curentul alternativ este aproape tot timpul mai mic decît valoarea lui maximă, trecînd și prin valoarea zero; valoarea lui efectivă va fi un fel de medie a valorilor pe care le ia în diferite momente.

Pentru curentul alternativ care variază în timp, ca în fig. 1.13, numit *curent alternativ sinusoidal*, valoarea efectivă I a curentului este de $\sqrt{2}$ ori mai mică decît valoarea maximă:

$$I = \frac{I_M}{\sqrt{2}} = 0,707 I_M,$$

adică este egală cu aproximativ 70% din valoarea maximă.

Tot ceea ce am spus pînă aici despre curentul alternativ este valabil și pentru tensiunea alternativă.

Defazajul dintre doi curenți alternativi. Să urmărim diagramele din fig. 1.14 în care sînt reprezentați doi curenți alternativi de aceeași frecvență. Se observă că, în cazul din fig. 1.14, *a* cei doi curenți trec exact în același timp prin valoarea zero și prin valorile maxime. Se spune că acești curenți sînt în *fază* sau că *defazajul* dintre ei este zero.

În cazul din fig. 1.14, *b*, în momentul în care unul din curenți trece printr-un maxim de un sens, celălalt curent trece printr-un maxim de sens contrar. În fiecare moment cei doi curenți au deci sensuri opuse. Se spune că acești curenți sînt în *antifază* sau în *opoziție de fază*. Defazajul dintre cei doi curenți este egal cu o jumătate de perioadă. Defazajul se exprimă, de obicei, în grade ($^{\circ}$), unei perioade întregi corespunzîndu-i 360° ; în consecință, defazajul de o jumătate de perioadă este echivalent cu defazajul de 180° .

În fig. 1.14, c este reprezentat cazul în care defazajul dintre curenți este egal cu un sfert de perioadă, adică este de 90° . În acest caz se spune că cei doi curenți sînt în cuadratură.

În sfîrșit, în fig. 1.14, d defazajul are o valoare oarecare (mai mică decît 90°).

Curentul care atinge primul anumite valori (de exemplu, trece înaintea celui alt prin zero) este defazat înaintea celui alt curent. Astfel, în fig. 1.14, d curentul I_1 este defazat înaintea curentului I_2 .

Curenți alternativi nesinusoidali. Curenții alternativi nu au totdeauna forma regulată de variație în timp din fig. 1.13, pe care am numit-o variație sinusoidală. Mai puțin în electrotehnica curenților tari, dar mai frecvent în electronică și în radiotehnică se folosesc curenți și tensiuni care variază în timp într-un mod mai neregulat, de exemplu, ca cel din fig. 1.15. Acești curenți (sau tensiuni) se numesc nesinusoidali sau complecși. Ei pot avea cele mai diferite forme de variație în timp; în fig. 1.16 sînt arătate alte exemple de curenți nesinusoidali, întîlniți în special în radiotehnică.

O proprietate foarte importantă a curenților alternativi nesinusoidali este aceea că ei pot fi reprezentați ca o suprapunere de curenți sinusoidali de diferite frecvențe. Acești curenți componenți se numesc *armonici*. Cu alte cuvinte, adunînd mai multe armonici de diferite amplitudini, frecvențe și defazaje, se poate obține orice curent nesinusoidal.

Frecvențele armonice nu sînt arbitrare, ci ele sînt toate multiplii ai frecvenței curentului nesinusoidal. Prima armonică, a cărei frecvență este egală cu cea a curentului nesinusoidal, se numește *componentă fundamentală*; cea de frecvență dublă se numește armonică a doua, cea de frecvență triplă se numește armonică a treia etc.

Comportarea condensatorului în curent alternativ. Dacă un condensator este intercalat într-un circuit de curent continuu, curentul nu mai poate circula din cauza izolantului aflat între armăturile condensatorului. Altfel se petrec însă lucrurile într-un circuit de curent alternativ.

Dacă se aplică o tensiune alternativă la bornele (între armăturile) unui condensator, cele două armături vor fi încărcate și descărcate alternativ cu sarcini de nume contrare.

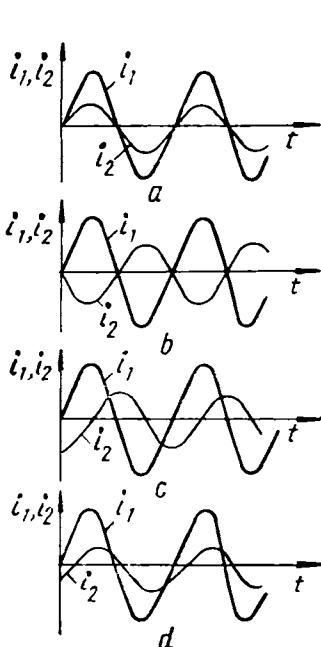


Fig. 1.14. Curenți cu diferite defazaaje între ei:

a - în fază; b - în antifază; c - în cuadratură; d - cu un defazaaj oarecare

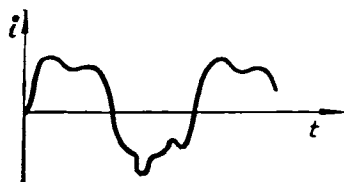


Fig. 1.15. Curent nesinusoidal.

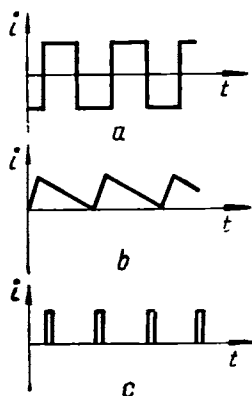


Fig. 1.16. Diferiți curenți nesinusoidali:

a - dreptunghiular; b - triunghiular (în dinți de fierăstrău); c - în impulsuri.

Electronii din circuit se vor afla într-o permanentă mișcare oscilatorie, trecînd de pe o armătură pe alta, dar nu prin dielectricul acestuia, ci prin restul circuitului. În circuit va exista o deplasare de electroni, într-un sens și în altul, care nu reprezintă altceva decît un curent alternativ.

Legea lui Ohm pentru un condensator se poate scrie sub forma:

$$I = \frac{U}{X_c},$$

unde X_c este o mărime numită *reactanță capacitivă*. Această reactanță are expresia:

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{6,28 fC} = \frac{1}{\omega C},$$

unde $\omega = 6,28 f$ este pulsația curentului, iar C este capacitatea condensatorului. Dacă f se exprimă în Hz și C în F, reactanța X_c rezultă în Ω .

În momentele în care tensiunea la bornele condensatorului este maximă, numărul de electroni de pe armătura acestuia este maxim, mișcarea electronilor în circuit încetează o clipă, pentru a continua apoi în sens invers, deci curentul prin circuit este zero. Între tensiune și curent există un defazaj de 90° reprezentat în fig. 1.17; curentul este defazat înaintea tensiunii.

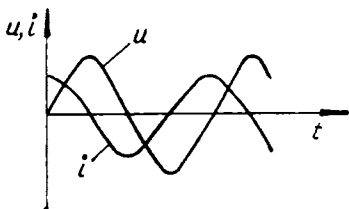


Fig. 1.17. Tensiunea și curentul într-un condensator.

Comportarea bobinei în curentul alternativ. Fenomenul de inducție proprie face ca bobina să „opună o rezistență” curentului alternativ diferită de cea în curent continuu, și anume mai mare decât aceasta, datorită faptului că tensiunea electromotoare de autoinducție se opune variației curentului din bobină. Rezistenței în curent continuu i se adaugă deci o mărime care se numește *reactanța* bobinei și care există numai în curent alternativ. Reactanța bobinei, numită și *reactanță inductivă* și notată de obicei cu X_L , este egală cu

$$X_L = \omega L,$$

sau

$$X_L = 2\pi fL \approx 6,28 fL,$$

unde mărimea $\omega = 6,28 f$ se numește *pulsația* sau *frecvența unghiulară* a curentului alternativ. Dacă frecvența se exprimă în herți, iar inducția în henry, reactanța rezultă în ohmi.

Reactanța inductivă, după cum reiese din formula ei, crește cu frecvența. La frecvențe suficienți de înalte, rezis-

tența bobinei devine neglijabilă în comparație cu reac-
tanța ei, astfel încît legea lui Ohm se scrie pentru acest
caz:

$$I = \frac{U}{X_L},$$

unde I este curentul prin bobină, iar U este tensiunea apli-
cată bobinei.

Dacă rezistența și reactanța au valori comparabile,
atunci legea lui Ohm pentru bobină se scrie:

$$I = \frac{U}{\sqrt{X_L^2 + R_L^2}},$$

unde R_L este rezistența bobinei. Reactanța și rezistența nu
se adună aritmetic, ci se compun în modul arătat de formula
de mai sus. Mărimea $\sqrt{X_L^2 + R_L^2}$, notată de obicei cu Z ,
se mai numește și *impedanța* bobinei.

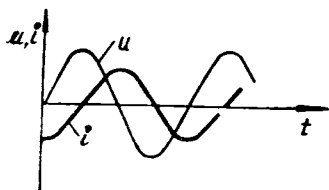


Fig. 1.18. Tensiunea și curentul
într-o bobină.

Din cauza tensiunii elec-
tromotoare de inducție pro-
prie, variația de timp a curen-
tului este întârziată, astfel în-
cît el rămîne în urma tensi-
unii. Defazajul în urmă al
curentului din bobină depinde
de raportul dintre reactanța
și rezistența bobinei; dacă
reactanța este mult mai mare

decît rezistența, deci la frecvențe mai înalte, acest defazaj se
apropie de 90° , iar în alte cazuri este cuprins între 0 și 90° .

În fig. 1.18 este arătat defazajul dintre curent și tensi-
une la o bobină.

Transformatoare. Două bobine care se află una în apro-
pierea celeilalte formează un *transformator*.

Rolul transformatorului este de a transforma tensiunea
și curentul alternativ, fără o pierdere sensibilă de energie
(asemenea transformări, dar cu pierdere de energie, se pot
efectua și cu ajutorul rezistoarelor, potențimetrelor etc.).
Această transformare se bazează pe faptul că transforma-
torul „transmite” curentul din prima bobină, numită *primar*,

în a doua bobină, numită *secundar*, nu cu ajutorul unor conductoare, ci prin intermediul câmpului magnetic.

Cu excepția transformatoarelor folosite la frecvențe înalte, cele două bobine (înfășurări) se așează pe un miez feromagnetic închis, de exemplu, de forma unui cadru

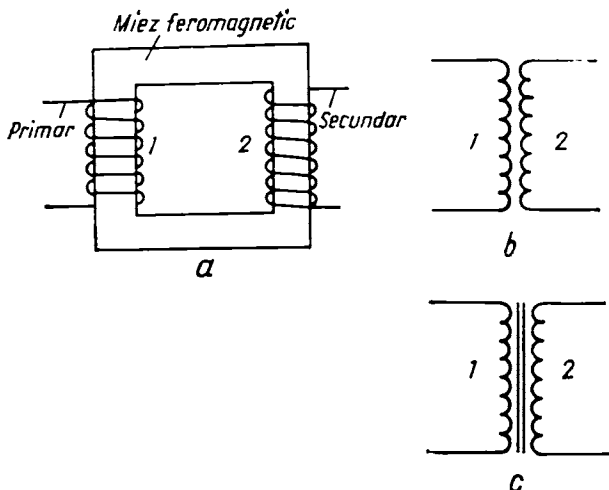


Fig. 1.19. Transformator:

a - construcția; b - reprezentarea transformatorului fără miez;
c - reprezentarea transformatorului cu miez feromagnetic.

dreptunghiular, ca în fig. 1.19. În acest miez se produce un flux magnetic alternativ, care induce tensiuni electromotoare egale în fiecare spiră a celor două înfășurări. Tensiunile electromotoare totale, și cu oarecare aproximație tensiunile în primar și în secundar, sînt deci proporționale cu numerele de spire corespunzătoare:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2},$$

în care:

U_1 este tensiunea aplicată primarului;

U_2 — tensiunea care ia naștere la bornele secundarului;

N_1 — numărul de spire ale înfășurării primare;

N_2 — numărul de spire ale înfășurării secundare.

Raportul $\frac{N_1}{N_2}$ se numește *raportul de transformare* al transformatorului. El poate fi un număr supraunitar sau subunitar, adică transformatorul poate fi coborîtor sau ridicător de tensiune (tensiunea U_2 mai mică, respectiv mai mare decît U_1). Această proprietate face ca transformatoarele să fie folosite pe scară largă pentru obținerea unei tensiuni alternative mai mici sau mai mari decît cea a unei surse date.

Pierderile de putere dintr-un transformator sînt de obicei mici, astfel că puterea aplicată primarului este aproximativ egală cu puterea transmisă în secundar:

$$U_1 I_1 = U_2 I_2$$

de unde rezultă:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{U_2}{U_1},$$

adică raportul curenților din primar și secundar este egal cu inversul raportului de transformare. Deci, un transformator coborîtor de tensiune este ridicător de curent și invers.

În anumite cazuri, este important să știm ce rezistență reprezintă primarul transformatorului, cînd în secundarul său este conectată o rezistență oarecare R_2 . Putem să aflăm această rezistență scriind că

$$\frac{U_2}{I_2} = R_2$$

(legea lui Ohm aplicată secundarului transformatorului). Rezistența R_1 pe care o prezintă primarul (între capetele sale) este

$$R_1 = \frac{U_1}{I_1}.$$

Dar

$$U_1 = \frac{N_1}{N_2} U_2 \text{ și } I_1 = \frac{N_2}{N_1} I_2$$

deci, înlocuind mai sus, rezultă:

$$R_1 = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \frac{U_2}{I_2}$$

adică

$$R_1 = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 R_2.$$

Deci, *rezistența echivalentă în primar este egală cu rezistența din secundar înmulțită cu pătratul raportului de transformare.*

Se poate spune că transformatorul efectuează și o transformare a rezistenței. Această proprietate — valabilă, evident, numai în curentul alternativ — este larg folosită în circuitele electrice, de exemplu, pentru a realiza adaptarea unei rezistențe la un generator dat (v. § 2.2).

O variantă a transformatorului este autotransformatorul, care diferă de transformator prin aceea că înfășurarea secundară nu mai este izolată de cea primară, o parte din spire fiind comune ambelor înfășurări (fig. 1.20).

Atât transformatoarele cât și autotransformatoarele pot fi construite astfel, încât să dea mai multe tensiuni de valori diferite în secundar. Transformatoarele pot avea în acest scop mai multe secundare, iar autotransformatoarele pot fi prevăzute cu mai multe ieșiri (prize) corespunzătoare acestor tensiuni.

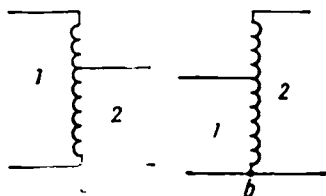


Fig. 1.20. Autotransformatoare:
a — coborâtor de tensiune; b — ridicător de tensiune

2. CIRCUITE ELECTRICE SIMPLE

2.1. CIRCUITUL SURSĂ – RECEPTOR

Circuitul cel mai simplu este format dintr-o sursă și un receptor. Proprietățile acestui circuit sînt foarte importante pentru înțelegerea corectă a funcționării unui mare număr de dispozitive și instalații electronice, deoarece el stă la baza procesului de transmitere a energiei electrice, sub orice formă s-ar afla. Astfel, în cazul cel mai simplu, un generator produce energia electrică și un consumator, legat printr-o linie electrică cu generatorul, primește această energie. Generatorul (sursa) este caracterizat prin tensiunea electromotoare și rezistența internă, iar consumatorul (receptorul) este caracterizat prin rezistența sa.

Regimurile de funcționare a unei surse. O sursă electrică poate funcționa în trei regimuri: în sarcină (regim normal de funcționare), în gol și în scurtcircuit (fig. 2.1).

Regimul de funcționare în sarcină a fost examinat la § 1.2. Am văzut că tensiunea la borne este cu atît mai mică cu cît curentul din circuit este mai mare (deoarece căderea de tensiune $R_i I$ crește); deci, dacă vrem să obținem curenți mai mari de la sursă, micșorînd rezistența exterioară R , va scădea tensiunea la borne. Peste o anumită valoare a curentului această scădere poate fi atît de mare, încît să împiedice buna funcționare a consumatorului (de obicei, fiecare consumator este construit astfel, încît să funcționeze normal la o anumită tensiune).

Regimul de funcționare în gol este cel în care la bornele sursei nu se conectează nici un consumator; se spune, în acest caz, că bornele sînt în gol, sau sursa lucrează în gol.

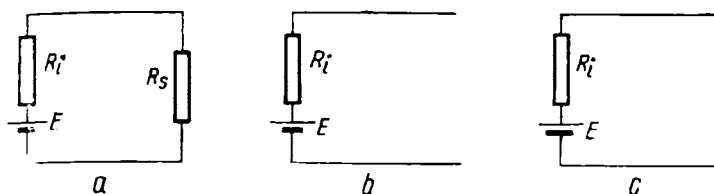


Fig. 2.1. Regimurile de funcționare a unei surse:
a — în sarcină; b — în gol; c — în scurtcircuit.

Curentul din circuit este, în mod evident, egal cu zero, iar tensiunea este maximă, egală cu tensiunea electromotoare a sursei.

Regimul de funcționare în scurtcircuit este cel în care bornele sursei sînt legate între ele printr-un conductor de rezistență foarte mică (pe care o putem considera practic egală cu zero). În acest caz curentul va avea valoarea maximă posibilă, egală cu $\frac{E}{R_i}$, dar tensiunea în circuitul exterior va fi zero. Acest regim de funcționare este cu totul nefolositor și, de obicei, survine în practică numai accidental. El poate fi și periculos pentru sursă, deoarece aceasta poate fi deteriorată de curentul intens care o străbate. Din această cauză în instalațiile electrice scurtcircuiturile trebuie evitate.

Puteri și randament. Sursa dezvoltă o putere care se transmite către receptor. O parte din această putere se consumă în receptor, iar altă parte se consumă în restul circuitului. Putem vorbi, în general, de o putere utilă și de o putere pierdută.

Puterea utilă este dezvoltată în rezistența de sarcină. Ea este folosită într-un anumit scop și se transformă într-o altă putere: mecanică — la un motor electric, calorică — la un aparat electric de încălzire (cuptor electric, radiator, reșou etc.), luminoasă la o lampă de iluminat etc.

Puterea pierdută este puterea care se consumă în rezistența internă a sursei (și în conductoarele de legătură). Ea se consumă în mod inutil, transformându-se în căldură.

Sursa de curent (generatorul) trebuie să producă o putere totală egală cu suma puterii utile și a puterii pierdute. Raportul dintre puterea utilă și puterea totală se numește **randament**. Randamentul caracterizează transferul de putere de la sursă la consumator, arătând cât de bine este folosită puterea totală disponibilă. Vom avea deci relațiile.

$$P_t = P_u + P_p$$

și

$$\eta = \frac{P_u}{P_t},$$

în care:

P_t este puterea totală;

P_u — puterea utilă;

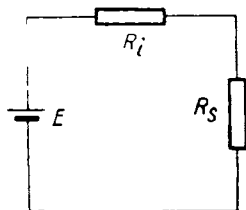
P_p — puterea pierdută;

η — randamentul (a se citi „eta”).

Randamentul se exprimă deseori în procente. În acest caz se utilizează formula:

$$\eta = \frac{P_u}{P_t} \cdot 100\%.$$

Randamentul circuitului sursă-receptor. În circuitul electric simplu din fig. 2.2, în care R_2 este rezistența de sarcină, R_i este rezistența internă a sursei, iar E — tensiunea electromotoare a sursei, intensitatea curentului se poate calcula cu ajutorul legii lui Ohm:



$$I = \frac{E}{R_s + R_i}.$$

Puterea utilă este deci:

$$P_u = R_s I^2 = \frac{R_s E^2}{(R_s + R_i)^2},$$

Fig. 2.2. Circuit sursă-receptor.

iar puterea pierdută este

$$P_p = R_t I^2 = \frac{R_t E^2}{(R_s + R_t)^2}.$$

Puterea totală este egală cu suma acestor puteri:

$$P_t = P_u + P_p = \frac{E^2}{R_s + R_t}.$$

Randamentul se poate determina imediat:

$$\eta = \frac{P_u}{P_t} = \frac{R_s}{R_s + R_t} = \frac{1}{1 + \frac{R_t}{R_s}}.$$

Rezultatul la care am ajuns arată că randamentul este determinat de raportul dintre rezistența internă a sursei și rezistența de sarcină. Cu cât rezistența internă este mai mică în comparație cu rezistența de sarcină, cu atât randamentul este mai ridicat.

La această concluzie se poate ajunge și prin alte raționamente: prin rezistențele R_t și R_s circulă același curent, deci căderile de tensiune pe R_t și pe R_s sînt proporționale cu valorile acestor rezistențe. Puterile P_u și P_p vor fi deci și ele proporționale cu rezistența R_s , respectiv R_t , astfel că dacă dorim ca puterea pierdută să fie mică față de puterea utilă, trebuie ca R_t să fie mic față de R_s .

2.2. Adaptarea receptorului la sursă

În instalațiile electrice de putere mare este necesar să se lucreze cu un randament ridicat, din două motive: energia electrică pierdută, corespunzătoare puterii pierdute, micșorează economicitatea instalației; puterea pierdută transformându-se în căldură, este necesară mărirea volumului instalației pentru a asigura o răcire corespunzătoare a ei. Din această cauză, în instalațiile de putere mare se folosesc generatoare cu rezistență internă mică, iar conductoarele de legătură au și ele o rezistență suficient de mică (sînt confecționate din sîrmă de diametru corespunzător).

În anumite instalații de putere mică problema randamentului nu este esențială. Astfel, în radiotehnică se întâl-

nesc deseori situații în care nu se pune problema obținerii unui randament bun, ci aceea a obținerii unei puteri utile maxime de la o sursă dată (cu tensiunea electromotoare și rezistența internă date). Se observă că randament bun înseamnă în același timp putere utilă mare, deoarece o dată cu puterea utilă poate crește și puterea pierdută, înrăutățind randamentul. Să examinăm condițiile în care se realizează puterea utilă maximă.

Condiția de adaptare. Am văzut că randamentul optim corespunde cazului în care rezistența de sarcină R_s este mult mai mare decât rezistența internă R_i a sursei. Dacă, menținând constant pe R_i , îl mărim pe R_s tot mai mult, randamentul crește apropiindu-se de valoarea limită de 100% (pentru $R_s \rightarrow \infty$). În același timp, însă, puterea utilă scade deoarece curentul variază aproape invers proporțional cu R_s , pe cînd tensiunea pe rezistența de sarcină R_s , apropiată de E , rămîne aproximativ constantă; puterea utilă devine egală cu zero în momentul în care R_s este înfinit mare, adică circuitul este întrerupt. Este clar deci că puterea utilă maximă nu se obține în situația în care randamentul este maxim.

Să considerăm cazul contrar în care micșorăm rezistența de sarcină R_s . În acest caz, curentul prin circuit crește, dar tensiunea pe R_s scade; cînd R_s este mult mai mic decât R_i , creșterea curentului este înceată (deoarece curentul este determinat, în acest caz, în cea mai mare parte de R_i), pe cînd scăderea tensiunii pe R_s este rapidă. La limită, cînd R_s devine zero, puterea utilă este și ea egală cu zero.

În concluzie, la regimurile limită de funcționare a unei surse, în gol și în scurtcircuit, puterea utilă este zero. Este deci de așteptat ca puterea utilă să fie maximă într-un regim intermediar, în care R_s are o anumită valoare finită. Se poate demonstra că puterea maximă se obține atunci cînd rezistența de sarcină este egală cu rezistența internă a sursei:

$$R_s = R_i.$$

În acest caz se spune că receptorul este adaptat la sursă. Deci, prin *adaptare* se înțelege egalitatea dintre rezistența

de sarcină și rezistența interioară a unei surse, condiție care asigură obținerea unei puteri utile maxime de la o sursă dată.

Importanța practică a adaptării. La adaptare, puterea totală se împarte în mod egal pe R_s și pe R_i (puterea utilă este egală cu puterea pierdută), deci randamentul este de 50%. Asemenea valoare a randamentului nu poate fi considerată mare. Totuși, acest regim de lucru are o importanță deosebită în electrotehnică și în radiotehnică. De exemplu, antena unui radioreceptor poate fi considerată ca o sursă care are o anumită tensiune electromotoare și o anumită rezistență internă. În acest caz, ceea ce interesează este ca radioreceptorul să primească o putere cât mai mare de la o antenă, prin adaptarea acestuia la antenă; randamentul nu are nici o importanță în această situație, puterile fiind infime.

Se mai pot da multe exemple de necesitate a adaptării în diferite cazuri care se întâlnesc în electronică. Radioamatorii știu că nu orice casă telefonică este bună pentru receptorul lor simplu: sînt necesare căști de rezistență mare ($2\,000 \cdots 4\,000\ \Omega$), pe cînd receptorul telefonic funcționează cu căști de rezistență mică ($100 \cdots 200\ \Omega$). Aceasta se datorește rezistențelor interne diferite ale „surselor” în cele două cazuri. În telefonie există valori standardizate ale rezistenței receptoarelor și ale rezistenței interioare a surselor (de exemplu, valoarea de $600\ \Omega$), astfel încît la conectarea oricărui receptor la orice sursă adaptarea să fie realizată.

În circuitele de curent continuu adaptarea se poate realiza numai prin alegerea corespunzătoare a receptorului pentru o sursă dată. În curent alternativ există o posibilitate în plus — foarte mult folosită practic — și anume intercalarea unui transformator între sursă și receptor. La § 1.4 am văzut că, în acest caz, rezistența echivalentă în primar depinde de raportul de transformare al transformatorului; alegînd deci în mod convenabil numerele de spire ale transformatorului, se poate realiza adaptarea oricare ar fi valorile efective ale rezistenței receptorului și rezistenței interne a sursei.

3. CIRCUITE OSCILANTE

3.1. OSCILAȚII MECANICE ȘI OSCILAȚII ELECTRICE

În radiotehnică *oscilațiile electromagnetice* joacă un rol deosebit de important. Prin circuite oscilante înțelegem acele circuite în care se produc oscilații electromagnetice. Ca și oscilațiile mecanice — de exemplu, oscilațiile unui pendul în jurul poziției sale de echilibru — oscilațiile electromagnetice reprezintă o variație periodică a unui curent, a unei tensiuni etc. într-un circuit care dă naștere unor asemenea oscilații.

3.1.1. PRODUCEREA OSCILAȚIILOR MECANICE

În natură întâlnim multe fenomene care au la bază oscilații mecanice. Un dispozitiv bine cunoscut, care execută oscilații mecanice, este *pendulul*, folosit la ceasornice.

Să examinăm modul de producere și proprietățile oscilațiilor unui pendul (fig. 3.1).

Pentru ca pendulul să oscileze, trebuie să-i dăm o cantitate inițială de energie, de exemplu scoțându-l din poziția sa de echilibru și lăsându-l apoi liber. Astfel dacă aducem pendulul în poziția 1 și îi dăm drumul, el va trece din poziția 1 în poziția 2 și apoi va reveni la 1, continuând să oscileze între două poziții extreme. Aceste oscilații se produc singure, fără a fi întreținute de o forță exterioară, numai datorită

cantității de energie cedate inițial pendulului. Oscilațiile de acest fel se numesc *oscilații libere*.

Trecerea pendulului din poziția 1 în poziția 2 și revenirea lui la poziția 1 constituie un ciclu complet al mișcării sale și se numește oscilație completă sau, o oscilație. Durata unei oscilații se numește perioadă, iar numărul de oscilații pe secundă, așa cum s-a mai arătat în capitolul 1, se numește frecvență.

Depărtarea maximă a pendulului de la poziția sa inițială, adică distanța $0-1$ sau $0-2$ (fig. 3.1) se numește *amplitudinea oscilației*.

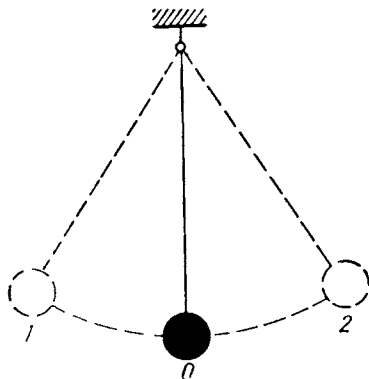


Fig. 3.1. Pendul.

3.1.2. PROPRIETĂȚI ALE OSCILAȚIILOR MECANICE

Principalele proprietăți ale oscilațiilor pendulului, pe care le vom ergăsi la oscilațiile libere ale oricărui sistem oscilant, sînt următoarele:

a) Amplitudinea oscilațiilor depinde numai de îndepărtarea inițială a pendulului din poziția de echilibru, adică de cantitatea de energie pe care i-am dat-o inițial. Cu cît această depărtare inițială va fi mai mare, cu atît amplitudinea oscilațiilor pendulului va fi și ea mai mare.

b) Frecvența oscilațiilor nu depinde de amplitudinea lor, ci numai de lungimea pendulului. Acest fapt, deși pare curios, poate fi verificat ușor experimental. Dacă n-ar fi așa, mersul unui ceasornic de perete cu pendul nu ar fi uniform, ci ar depinde de amplitudinea pe care i-o imprimă mecanismul ceasornicului.

3.1.3. PRODUCEREA OSCILAȚIILOR ELECTRICE

Cele mai simple oscilații electrice se produc în circuitul oscilant format dintr-o bobină și dintr-un condensator (fig. 3.2). Presupunem, ca și în cazul sistemelor oscilante

mecanice examinate, că dăm o energie circuitului. Această energie inițială putem să o cedăm sistemului încărcînd condensatorul C cu o tensiune continuă U .

Imediat după închiderea circuitului, cu ajutorul întrerupătorului I , condensatorul începe să se descarce prin bobina L . Curentul de descărcare nu poate însă să crească brusc datorită inducției bobinei care, așa cum s-a arătat în capitolul 1, „se împotrivesc” oricăror variații ale curentului care circulă prin ea. Curentul va crește deci treptat, iar în măsura acestei creșteri a curentului, tensiunea pe condensator scade, deoarece un număr tot mai mare de electroni cădește pe armătura acestuia se deplasează în circuit. În momentul în care tensiunea pe condensator devine zero (condensatorul este descărcat complet), curentul ar trebui să înceteze; acest lucru s-ar întâmpla însă numai în lipsa bobinei din circuit. Bobina împiedică și de această dată variația bruscă a curentului din circuit (încetarea bruscă a lui). Acesta continuă să circule mai departe și produce astfel o încărcare a condensatorului cu o tensiune de polaritate inversă față de cea inițială. Curentul este întreținut de tensiunea electromotoare de autoinducție din bobină, care ia naștere datorită variației

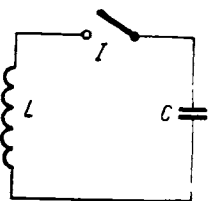


Fig. 3.2. Circuit oscilant electric.

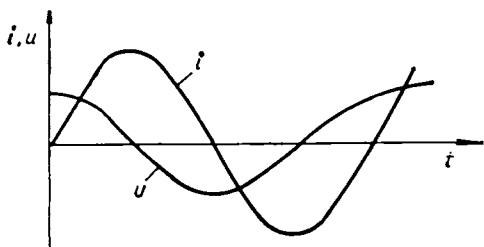


Fig. 3.3. Variația curentului și a tensiunii în circuitul oscilant din fig. 3.2.

curentului. Electronii din circuit trec pe cealaltă armătură a condensatorului, pînă în momentul în care condensatorul s-a încărcat la o tensiune aproape egală cu cea inițială dar de sens contrar. După aceasta procesul se repetă în sens invers.

Atît curentul cît și tensiunea din circuitul oscilant, format dintr-o bobină și un condensator, variază deci periodic

în timp, trecînd succesiv prin zerouri și maxime de sensuri contrare. În fig. 3.3 se arată diagramele de variație în timp a curentului și a tensiunii din circuitul oscilant. Se vede că aceste două mărimi sînt defazate între ele cu 90° ; cînd una trece printr-un maxim, cealaltă este zero.

Oscilațiile descrise sînt libere, din cauză că ele se produc fără o intervenție exterioară, numai datorită sarcinii inițiale cu care a fost încărcat condensatorul. Ele se aseamănă foarte mult cu oscilațiile pendulului.

3.2. PROPRIETĂȚI ALE OSCILAȚIILOR DIN CIRCUITUL INDUCTANȚĂ – CAPACITATE

3.2.1. FRECVENȚA OSCILAȚIILOR LIBERE

Ca și în cazul oscilațiilor mecanice, se constată că frecvența oscilațiilor libere, numită și frecvență proprie a circuitului oscilant electric, nu depinde de amplitudinea oscilațiilor. Ea depinde numai de parametrii circuitului și nu de modul în care am cedat energia inițială circuitului.

Experiența arată că perioada oscilațiilor libere este cu atît mai mare, cu cît capacitatea condensatorului și inductanța bobinei sînt mai mari. Această proprietate se poate explica în modul următor. Dacă mărim capacitatea condensatorului, timpul necesar încărcării lui crește, deoarece la aceeași tensiune sarcina cu care se încarcă este mai mare, deci și numărul de electroni se mărește. Mărirea inductanței duce, la rîndul ei, la o creștere și o descreștere mai înceată a curentului din circuit, deoarece o inductanță mai mare opune o rezistență mai mare variațiilor curentului. Prin urmare, dacă inductanța și capacitatea cresc, oscilațiile vor fi mai încete, deci perioada va fi mai mare și frecvența mai mică.

În practică este foarte important să știm exact valoarea frecvenței proprii a circuitului inductanță-capacitate.

Formula frecvenței proprii este:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{6,28\sqrt{LC}}.$$

În această formulă inductanța este exprimată în henri iar capacitatea în farazi; în acest caz frecvența rezultă herți. O altă formă practică care exprimă frecvența proprie este următoarea:

$$f_0(\text{MHz}) = \frac{159}{\sqrt{L(\mu\text{H})C(\text{pF})}},$$

unde s-a indicat între paranteze unitatea de măsură care trebuie folosită pentru fiecare mărime în parte.

Folosind bobine de construcții diferite, cu o gamă largă de valori ale inductanței și condensatoare cu capacități diferite, se pot realiza circuite oscilante în care frecvența proprie poate avea valori de la câțiva herți la câteva sute de milioane de herți.

3.2.2. OSCILAȚII ÎNȚEȚINUTE (FORȚATE)

Spre deosebire de oscilațiile libere, oscilațiile întreținute, numite și oscilații forțate, nu se produc numai datorită unui impuls inițial, ci ele sînt menținute (întreținute) prin acțiunea unui agent exterior.

De exemplu, în cazul sistemelor oscilante mecanice, oscilațiile întreținute se obțin dacă se aplică sistemului o forță exterioară, periodică. Pendulul dintr-un ceasornic nu execută oscilații libere, ci întreținute, datorită mecanismului care îi aplică câte un impuls la fiecare perioadă; tot așa, un leagăn pe care o persoană îl împinge execută oscilații întreținute care nu mai sînt amortizate ca cele libere.

Într-un circuit oscilant electric obținem oscilații întreținute dacă îl conectăm la un generator de curent alternativ. Curentul care va circula prin circuitul oscilant nu va mai fi amortizat, ci va avea o amplitudine constantă, determinată de generator; frecvența oscilațiilor nu va mai depinde de circuitul oscilant, ci va fi egală cu frecvența tensiunii electromotoare a generatorului, oricare ar fi valoarea acestei frecvențe. Constatăm, deci, că proprietățile oscilațiilor întreținute sînt cu totul altele decît cele ale oscilațiilor libere; anume, putea să le rezumăm în cele ce urmează:

a) Amplitudinea oscilațiilor întreținute depinde de tensiunea electromotoare a generatorului și de relația dintre frecvența generatorului și frecvența proprie a circuitului

b) Oscilațiile întreținute sînt neamortizate, adică au amplitudine constantă în timp (fig. 3.4).

c) Frecvența oscilațiilor întreținute este egală cu frecvența tensiunii electromotoare a generatorului și nu depinde în nici un fel de inductanța și de capacitatea circuitului oscilant.

Ultimile două din aceste proprietăți sînt oarecum firești și nu ne surprind. Mai interesantă este afirmația cuprinsă

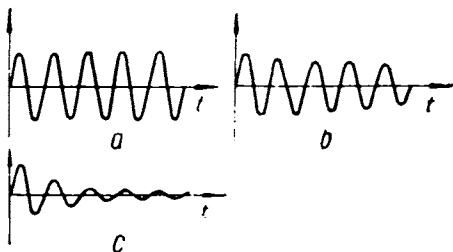


Fig. 3.4. Diferite tipuri de oscilații electrice:

a — oscilații neamortizate (întreținute); b — oscilații slab amortizate; c — oscilații puternic amortizate.

la punctul a), conform căreia amplitudinea oscilațiilor depinde de relația dintre frecvența tensiunii electromotoare aplicate și frecvența proprie a circuitului. Deci nu este indiferent cu ce frecvență aplicăm tensiunea electromotoare exterioară; circuitul oscilant are proprietăți de *selectivitate*, adică nu se comportă la fel față de orice frecvență.

3.2.3. REZONANȚA

Dacă frecvența forței exterioare care acționează asupra unui sistem oscilant mecanic este mult diferită de frecvența lui proprie, amplitudinea oscilațiilor va fi relativ mică. Va trebui cheltuită o energie destul de mare pentru a putea produce oscilații de amplitudine mai importantă.

Dacă însă frecvența exterioară este apropiată de frecvența proprie a sistemului, oscilațiile pot fi întreținute cu o cheltuială minimă de energie. Această energie din exterior este necesară doar pentru a compensa micile pierderi din sistemul

oscilant; astfel el oscilează singur, forța exterioară contribuind numai la menținerea constantă a amplitudinii oscilațiilor, care fără intervenția ei ar scădea în timp. Sistemul oscilant „răspunde” deci la forța exterioară numai dacă frecvența acesteia este apropiată de frecvența proprie a sistemului; de fapt, cuvântul *rezonanță*, prin care se denumește fenomenul descris, înseamnă chiar „răspuns”.

Rezonanța prezintă o importanță foarte mare în natură și în tehnică. O forță exterioară foarte puternică poate fi nevătămătoare pentru o construcție, pe când o altă forță slabă poate distruge o clădire dacă frecvența ei coincide cu frecvența de rezonanță mecanică a unuia din elementele construcției; astfel, s-au observat cazuri când un pod s-a dărâmat atunci când un grup de ostași l-au traversat pășind ritmic, cu o frecvență egală cu frecvența proprie a podului.

Fenomenul de rezonanță în circuitele oscilante electrice are aceleași particularități ca și rezonanța mecanică. Oscilațiile întreținute au amplitudinea maximă atunci când frecvența generatorului este egală

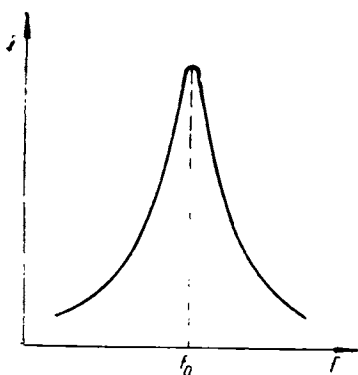


Fig. 3.5. Curbă de rezonanță.

cu frecvența proprie a circuitului; din această cauză, frecvența proprie se mai numește și *frecvență de rezonanță**)

Dacă menținem constantă tensiunea electromotoare aplicată circuitului oscilant și variem frecvența ei, obținem diferite valori ale amplitudinii oscilațiilor din circuit; trecând într-o diagramă valorile amplitudinii oscilațiilor în funcție de frecvență obținem o curbă care se numește *curbă de rezonanță*. În fig. 3.5 este arătată o asemenea curbă de rezonanță. Se observă creșterea amplitudinii

* De fapt, frecvența de rezonanță diferă puțin de frecvența proprie a circuitului; această diferență este însă foarte mică, mai ales la circuitele cu pierderi mici, astfel că ea nu se ia în considerare la calculul circuitelor folosite în radiotehnică.

în apropierea frecvenței de rezonanță și maximul ei, care are loc practic la o frecvență egală cu frecvența de rezonanță.

Pierderile din circuit au o influență foarte mare asupra formei curbei de rezonanță. Vom vedea că factorul care deter-

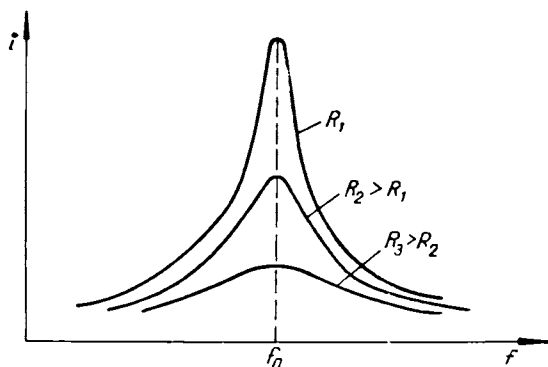


Fig. 3.6. Curbe de rezonanță pentru diferite valori ale rezistenței circuitului oscilant.

mină forma acestei curbe este raportul dintre reactanța bobinei la rezonanță (egală cu reactanța condensatorului) și rezistența din circuit, numit și *factor de calitate* al circuitului oscilant.

În fig. 3.6 sînt reprezentate trei curbe de rezonanță ale aceluiași circuit oscilant, avînd aceleași valori ale inductanței și ale capacității, dar valori diferite ale rezistenței (obținute, de exemplu, adăugînd în serie în circuit niște rezistențe suplimentare). Se observă că, o dată cu mărirea rezistenței circuitului, se produc două modificări ale curbei de rezonanță: amplitudinea maximă scade, iar curba de rezonanță devine mai puțin ascuțită (mai plată). Pentru a obține curbe de rezonanță ascuțite, adică circuite oscilante selective, trebuie ca rezistența lor să fie cît mai mică.

3.3. CIRCUITE OSCILANTE SERIE ȘI PARALEL

Am văzut că pentru a obține oscilații întreținute într-un circuit oscilant, format dintr-o bobină și dintr-un condensator, se aplică circuitului tensiunea electromotoare a unui

generator de curent alternativ. Generatorul poate fi introdus în circuitul oscilant în două moduri: în serie, adică întrerupînd circuitul oscilant și intercalînd generatorul, sau în paralel, lăsînd circuitul inițial nemodificat și conectînd generatorul în paralel pe circuit (fig. 3.7).

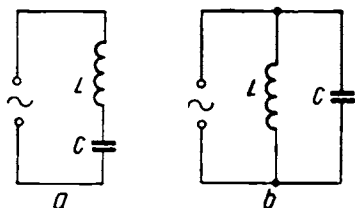


Fig. 3.7. Două tipuri fundamentale de circuite oscilante, după modul de conectare a generatorului: a — circuit serie; b — circuit paralel.

Se obțin astfel două circuite oscilante de bază, numite *circuit oscilant serie* și *circuit oscilant paralel* (sau derivație). Proprietățile acestor două circuite sînt diferite, cu toate că fenomenul de rezonanță este același în ambele cazuri; de aceea vom examina separat aceste două circuite.

3.3.1. CIRCUITUL OSCILANT SERIE

În fig. 3.8 este reprezentat circuitul oscilant serie, format dintr-o inductanță L , o capacitate C și o rezistență R . Această rezistență înglobează toate rezistențele din circuit: rezistența bobinei, rezistența de pierderi a condensatorului (de obicei mică în comparație cu rezistența bobinei) și rezistența internă a generatorului.

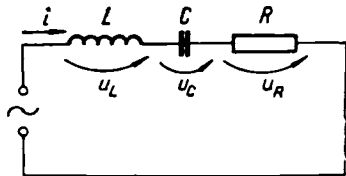


Fig. 3.8. Circuitul oscilant serie.

În fig. 3.9 este reprezentată variația cu frecvența a impedanței Z și a curentului din circuit. Impedanța este minimă la rezonanță, iar curentul este maxim.

La rezonanță și tensiunile la bornele bobinei, respectiv condensatorului, sînt maxime, deoarece acestea variază ca și curentul din circuit, lucru care se poate vedea ușor dacă ținem seamă că aceste tensiuni sînt egale cu produsul dintre curent și reactanțele respective:

$$U_L = X_L I; \quad U_C = X_C I.$$

Aceste tensiuni variază deci conform unor curbe de rezo-

nanță care au aceeași formă ca și curba curentului din fig. 3.9.

La rezonanță cele două tensiuni U_L și U_C sînt egale între ele, deoarece în această situație și reactanțele X_L și X_C sînt egale.

Valoarea acestor tensiuni la rezonanță putem s-o calculăm dacă determinăm mai întîi valoarea curentului. Pentru aceasta, observăm că la rezonanță impedanța circuitului este egală cu rezistența lui:

$$Z=R,$$

deoarece cele două reactanțe fiind egale și de semn contrar, se anulează reciproc. Curentul la rezonanță este deci:

$$I = \frac{U}{R}.$$

Înlocuind această valoare în formulele de mai sus ale lui U_L și U_C , se obține că la rezonanță:

$$U_L = U_C = \frac{X_L}{R} U = \frac{X_C}{R} U.$$

Rapoartele $\frac{X_L}{R}$ și $\frac{X_C}{R}$, egale între ele la rezonanță, se notează cu litera Q și se numesc *factor de calitate* al circuitului oscilant.

Rezultă:

$$U_L = U_C = QU.$$

Deoarece valoarea factorului de calitate Q este, de obicei, de cîteva zeci sau cîteva sute, se ajunge la constatarea interesantă că *la rezonanță tensiunea pe bobină și tensiunea pe condensator sînt mult mai mari decît tensiunea electromotoare a generatorului*. Acest fapt, surprinzător la prima vedere, se poate explica prin aceea, că la rezonanță tensiunile pe bobină și pe condensator sînt aproape în antifază, astfel încît deși ele au valori mari, suma lor algebrică — ținînd seamă de semnul lor — este mică.

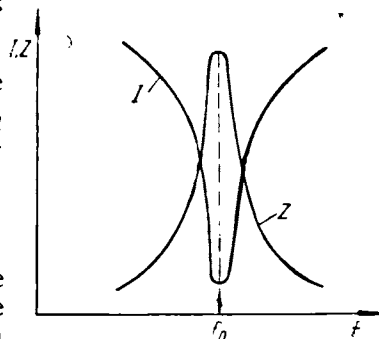


Fig. 3.9. Variația cu frecvența a impedanței și a curentului la circuitul serie.

Deoarece raportul dintre tensiunile U_L și U_C și tensiunea electromotoare a generatorului este egală cu factorul de calitate Q , acesta se mai numește și *factor de supratensiune*.

Fenomenul de rezonanță în circuitul serie se mai numește *rezonanță de tensiune*, din cauză că are loc creșterea tensiunilor pe bobină și pe condensator la valori mai mari decât cea aplicată circuitului.

Circuitul serie este folosit des în radiotehnică, fie pentru a se separa un curent de o anumită frecvență dintr-un semnal complex, fie pentru a elimina un asemenea curent; prima din aceste acțiuni se numește *selectare*, iar a doua *rejectare*.

3.3.2. CIRCUITUL OSCILANT PARALEL

În fig. 3.10 este reprezentat circuitul oscilant paralel, format dintr-o inductanță L în serie cu o rezistență R , ansamblul lor fiind conectat în paralel cu condensatorul C . Generatorul alimentează acest circuit cu tensiunea U . În această reprezentare am neglijat pierderile din condensator, fapt care nu modifică raționamentele care urmează.

Rezonanța în circuitul paralel are loc la frecvența la care reactanța inductivă este egală cu reactanța capacitivă.

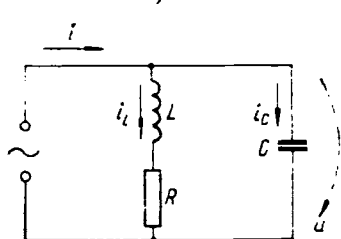


Fig. 3.10. Circuitul oscilant paralel.

Deosebirea cea mai importantă față de circuitul serie constă în aceea că, în acest caz, bobinei și condensatorului li se aplică aceeași tensiune (ele fiind legate în paralel), iar curenții care le străbat sînt, în general, diferiți, doar la rezonanță cei doi curenți sînt egali și de sensuri contrare, adică sînt în antifază, deoarece curentul prin bobină este

defazat în urma tensiunii comune U cu 90° , iar curentul prin condensator este defazat înaintea acestei tensiuni cu același unghi. Acești doi curenți sînt aproape în antifază (nu sînt exact în antifază din cauza rezistenței R , care face ca defazajul dintre I_L și U să fie puțin mai mic decât 90°); curentul total debitat de generator, fiind egal cu suma alge-

brică a curenților I_L și I_C , va fi deci mult mai mic decât fiecare din acești curenți.

În concluzie, la rezonanță curenții din brațele circuitului paralel sînt cu mult mai mari decât curențul total. Din această cauză fenomenul de rezonanță în circuitul paralel se mai numește *rezonanță de curent*.

Dacă presupunem că generatorul alimentează cu o tensiune constantă U circuitul paralel, curențul total I va fi minim la rezonanță, deoarece la alte frecvențe curenții din brațele circuitului nu mai sînt egali și deci nu se mai echilibrează între ei. De aici se deduce că impedanța circuitului este maximă la rezonanță. Deci proprietățile circuitului paralel sînt opuse proprietăților circuitului serie; la rezonanță curențul este minim, iar impedanța este maximă (fig. 3.11).

Valoarea impedanței la rezonanță este:

$$Z = \frac{L}{CR},$$

deci este cu atît mai mare, cu cît rezistența proprie a circuitului este mai mică și cu cît raportul L/C este mai mare.

Dacă folosim expresiile cunoscute ale frecvenței de rezonanță și ale factorului calitate:

$$2\pi f = \frac{1}{\sqrt{LC}};$$

$$Q = \frac{2\pi fL}{R},$$

impedanța la rezonanță a circuitului paralel se mai poate pune sub forma

$$Z = QX_L = QZ_C.$$

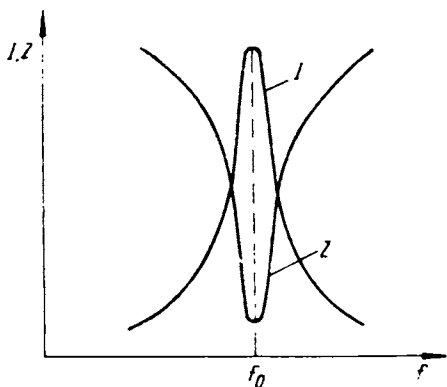


Fig. 3.11. Variația cu frecvența a impedanței și a curențului total la circuitul paralel.

De aici rezultă că la rezonanță impedanța circuitului paralel este de Q ori mai mare decât reactanța fiecărui braț al circuitului luat separat.

3.3.3. LĂRGIMEA DE BANDĂ A CIRCUITELOR OSCILANTE

Pînă acum ne-am ocupat mai mult de proprietățile circuitelor oscilante la frecvența de rezonanță. Este însă

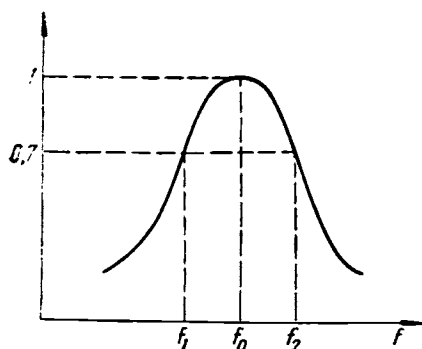


Fig. 3.12. Definirea lărgimii de bandă a unui circuit oscilant.

foarte important de cunoscut și comportarea acestor circuite în jurul frecvenței de rezonanță. Dintre parametrii care caracterizează această comportare, cel mai important este *lărgimea de bandă* sau simplu, *banda* circuitului, prin care se înțelege intervalul de frecvențe din vecinătatea frecvenței de rezonanță, în cuprinsul căruia amplitudinea tensiunii de ieșire nu scade sub o

anumită fracțiune din valoarea ei de la rezonanță.

De obicei se consideră ca lărgime de bandă a unui circuit diferența dintre cele două frecvențe la care mărimea reprezentată în curba de rezonanță (tensiune sau curent) scade la 70% din valoarea ei de la rezonanță (fig. 3.12).

Banda de frecvențe astfel definită servește la caracterizarea selectivității circuitelor, adică a proprietăților lor de a transmite oscilații de anumite frecvențe și de a le elimina pe cele de alte frecvențe.

Banda de frecvențe a circuitelor oscilante, formate dintr-o bobină și dintr-un condensator, serie sau paralel, poate fi calculată cu formula simplă

$$B = \frac{f_0}{Q},$$

în care:

B este banda circuitului;

f_0 — frecvența de rezonanță;

Q — factorul de calitate al circuitului.

Lărgimea de bandă este deci cu atît mai mică, cu cît factorul de calitate este mai mare. La aceeași valoare a factorului de calitate, lărgimea de bandă crește o dată cu frecvența de rezonanță.

3.4. CIRCUITE OSCILANTE CUPLATE

Se numesc circuite oscilante cuplate acele circuite oscilante la care are loc o transmitere de energie de la unul din circuite la celălalt.

Cel mai obișnuit caz de circuite oscilante cuplate este acela al circuitelor cuplate *inductiv* sau magnetic (fig. 3.13). Cele două bobine ale acestor circuite formează un transformator. Circuitul primar este alimentat de la un generator de curent alternativ, care produce un curent prin acest circuit. Acest curent creează un flux magnetic prin bobina L_2 , care induce o tensiune electromotoare în această bobină. În circuitul secundar ia naștere astfel un curent alternativ, de aceeași frecvență ca și curentul din primar.

Se observă că circuitul secundar se comportă totdeauna ca un circuit serie, deoarece tensiunea electromotoare indusă este în serie în acest circuit.

Procese din circuitele oscilante cuplate sînt mai complicate decît cele din circuitele oscilante simple. Această complicație provine din faptul că există nu numai o influență a primarului asupra secundarului, așa cum s-a arătat, ci și secundarul influențează circuitul primar, curentul din secundar producînd și el o tensiune electromotoare de inducție în primar.

În fig. 3.14 sînt arătate mai multe curbe de rezonanță ale circuitelor cuplate din fig. 3.13. Prima curbă, care

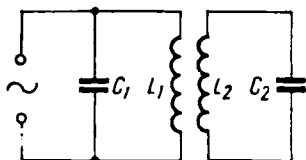


Fig. 3.13. Circuite oscilante cuplate inductiv.

corespunde circuitelor cuplate slab, nu se deosebește mult de curba de rezonanță obișnuită a unui singur circuit oscilant, cu condiția ca cele două circuite cuplate să aibă aceeași frecvență de rezonanță (acest lucru va fi presupus în cele ce urmează). Pe măsură ce cuplajul crește, curba își

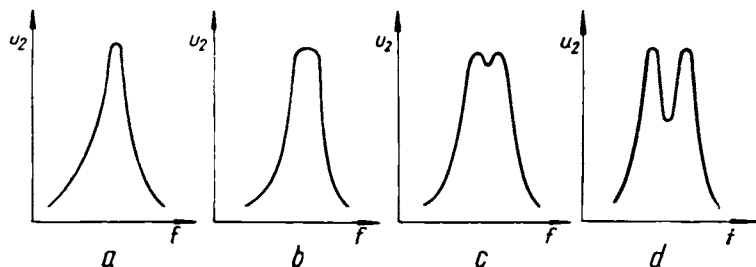


Fig. 3.14. Curbe de rezonanță ale circuitelor cuplate:

a — la cuplaj slab; b — la cuplaj mediu; c — la cuplaj strâns; d — la cuplaj foarte strâns.

modifică forma, devine mai plată la partea superioară și, de la un anumit cuplaj începe să aibă două maxime (curbă cu două „cocoase”). Tensiunea la bornele secundarului nu mai este maximă, în cazul cuplajului strâns, la frecvența de rezonanță, ci la două frecvențe diferite de aceasta, una mai mare și una mai mică decât frecvența de rezonanță. Cu cât cuplajul este mai strâns, cu atât șaua (groapa) dintre cele două „cocoase” este mai accentuată. Aceste fenomene sînt datorite tocmai influenței inverse a circuitului secundar asupra primarului, care în apropierea rezonanței induce în bobina L_1 o tensiune electromotoare de sens invers curentului din primar, producînd o scădere a acestuia.

4. TUBURI ELECTRONICE

4.1. INTRODUCERE

Cunoaștem cu toții că „lămpile de radio”, sau, sub denumirea lor tehnică „tuburile electronice” constituie elementele esențiale ale radioreceptoarelor și ale altor aparate electronice. Simpla examinare exterioară a tuburilor electronice ne spune prea puțin despre construcția și funcționarea lor. Ca și în alte elemente ale circuitelor electrice, avem de a face cu trecerea unui curent electric, datorită circulației unor particule încărcate cu sarcină electrică. Dar în cazul tuburilor electronice aceste particule se deplasează liber, în spații lipsite de aer (în vid) sau prin gaze rarefiate, spre deosebire de conductoarele metalice, unde deplasarea electronilor se produce de la un atom la altul. Particulele purtătoare de sarcină din tuburile electronice sînt, în acest fel, mult mai ușor „de stăpînit”, putem acționa asupra lor, le putem comanda și dirija prin mijloace simple. Electronii „scăpați” din rețeaua atomilor substanței și eliberați de forțele puternice exercitate de aceștia ne dau posibilitatea să-i accelerăm sau să-i frîmăm, să le schimbăm direcția etc. — și toate acestea cu o cheltuială minimă de energie. În tuburile electronice se poate obține *dirijarea unor procese în care intervin energii relativ mari, prin mijloace care necesită energii mici*. Acest principiu stă la baza multor dispozitive folosite azi pentru amplificare, generare, reglare, automatizare, calcul etc.

În afară de aceasta, mișcarea electronilor fiind foarte rapidă, procesele din tuburile electronice au loc într-un timp foarte scurt. De aceea, se spune că *tuburile electronice sînt practic lipsite de inerție*, în comparație cu diferite alte dispozitive electromecanice, ca relee, motoare etc.

Pentru a înțelege funcționarea tuburilor electronice trebuie lămurit mai întîi modul în care electronii pot părăsi interiorul metalului, ieșind în spațiul învecinat: cu alte cuvinte, trebuie explicat fenomenul de *emisie electronică*. Mai departe, trebuie să examinăm deplasarea electronilor în interiorul tuburilor electronice, forțele la care sînt supuși și felul în care îi putem comanda din exterior. De asemenea, vom vedea cum sînt construite tuburile electronice de diferite tipuri și care sînt caracteristicile lor.

4.2. EMISIA ELECTRONICĂ

Am văzut că în metale există totdeauna un număr oarecare de electroni liberi care se mișcă în permanență neregulat, în toate direcțiile. La suprafața metalului, unii electroni părăsesc pentru scurt timp metalul — datorită vitezei cu care vin din interior — întorcîndu-se apoi și intrînd din nou în metal. Acești electroni, în condiții normale, nu ajung departe de suprafața metalului, datorită forțelor de atracție puternice pe care le exercită atomii corpului asupra lor.

Cu cît viteza mișcării dezordonate a electronilor este mai mare, cu atît ei pot ajunge mai departe de suprafața metalului. La viteze suficient de mari, unii electroni se pot îndepărta atît de mult încît scapă de influența atomilor corpului și rămîn în spațiul înconjurător. Se realizează astfel *emisie electronică*.

Pentru ca fenomenul de emisie electronică să fie destul de puternic (în condiții obișnuite, numărul electronilor emiși este cu totul neînsemnat), este necesar ca printr-un mijloc oarecare să mărim viteza cu care se mișcă electronii în interiorul metalului. Aceasta se poate înfăptui în mai multe feluri:

a) prin încălzirea corpului metalic, accelerînd astfel mișcarea de „agitație termică” a electronilor din metal; emisia astfel obținută se numește *emisie termoelectronică*;

b) prin iluminarea suprafeței corpului metalic cu ajutorul unei radiații; se obține astfel *emisia fotoelectronică*;

c) prin aplicarea unui cîmp electric foarte puternic la suprafața corpului, care accelerează mult electronii; această emisie se numește *emisie autoelectronică*;

d) prin bombardarea suprafeței metalice cu particule suficient de rapide, care ciocnindu-se cu electronii din metal le măresc acestora viteza; rezultă așa numita *emisie secundară*.

S-a constatat că nu toate metalele emit la fel de ușor electronii. La unele metale, ca toriul, cesiul, potasiul, sodiul, bariul emisia electronică se obține relativ ușor: de exemplu încălzindu-le la o anumită temperatură, ele emit de zeci sau sute de ori mai mulți electroni decît alte metale. Prin acoperirea suprafeței cu oxizii unor metale ca stronțiu, bariu, emisia crește de asemenea foarte mult.

Majoritatea tuburilor electronice folosesc emisia termoelectronică. Partea unui tub electronic destinată realizării emisiei electronice se numește *catod*. Pentru obținerea emisiei termoelectronice, catodul este încălzit la o temperatură înaltă, de obicei între $+800^{\circ}\text{C}$ și $+2\,200^{\circ}\text{C}$, cu ajutorul unui curent electric care trece fie direct prin catod (încălzire directă), fie printr-un conductor special numit *filament* plasat în imediata apropiere a catodului, astfel încît să-i transmită căldura dezvoltată (încălzire indirectă).

4.3. DIODA

Dioda este cel mai simplu tub electronic. Ea are doi electrozi: *catodul* și *anodul*, introduși într-un balon de sticlă sau metalic în care este vid.

Catodul, așa cum am amintit, are rolul de a emite electroni. El constă dintr-un fir sau tub metalic (de obicei din wolfram sau din nichel), acoperit cu un strat emisiv care prin încălzire produce o emisie puternică de electroni. *Catodul încălzit direct* este parcurs de un curent (numit

„de încălzire“), care îl aduce la incandescență (întocmai ca la becurile obișnuite de iluminat). *Catodul încălzit indirect*, mai răspândit decât primul, are o formă de tub (cilindru gol), în interiorul căruia se află filamentul, sub forma unei sîrme subțiri spiralate. Filamentul, izolat electric de catod, este parcurs de curentul de încălzire.

Anodul are rolul de a capta electronii emiși de catod. Realizat din metal (de obicei din nichel sau din tantal), are forma de cilindru gol care înconjoară catodul, sau forma a două plăci paralele situate de o parte și de alta a catodului. Distanța dintre catod și anod este de obicei mică, de ordinul a câțiva milimetri sau sub un milimetru.

În fig. 4.1, *a* este reprezentată schematic construcția cea mai răspîndită a diodelor, cu electrozi cilindrici. În fig. 4.1, *b* se poate vedea construcția catodului încălzit indirect. În fig. 4.2 este dată reprezentarea diodei în scheme.

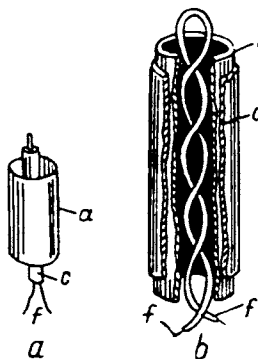


Fig. 4.1. Detalii de construcție a diodei: *a* — construcția diodei cu electrozi cilindrici; *b* — construcția catodului încălzit indirect; *a* — anod; *c* — catod; *f* — filament; *i* — izolator.

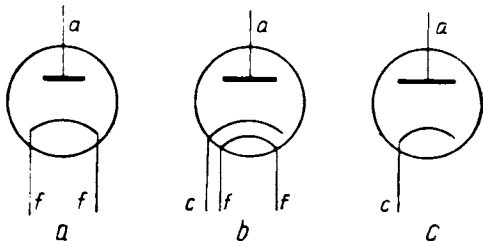


Fig. 4.2. Reprezentarea diodei în scheme: *a* — dioda încălzită direct; *b* — dioda încălzită indirect; *c* — dioda în general (atunci cînd în schemă nu se reprezintă circuitul filamentului).

4.3.1. FUNCȚIONAREA DIODEI

Pentru ca dioda să funcționeze, este necesară dirijarea electronilor emiși de catod, astfel încît ei să ajungă la anod. În acest fel va fi asigurată trecerea curentului prin

diodă și ea va putea fi intercalată în diverse circuite electrice.

Dacă asupra electronilor nu se exercită forțe exterioare, ei formează un nor în jurul catodului, umplând o parte din interiorul diodei. Pentru a-i dirija spre anod, trebuie creat un *cîmp electric* între anod și catod, prin aplicarea unei tensiuni electrice între acești electrozi.

Se știe (v. capitolul 1) că orice particulă încărcată este acționată de forțe în cîmp electric. Dacă în interiorul diodei se formează un cîmp dirijat de la anod spre catod, electronii avînd o sarcină negativă vor fi antrenați în sens invers, adică de la catod spre anod. Condiția ca electronii să circule în diodă

— de la catod la anod — este deci *existența unei tensiuni* (diferențe de potențial) *între anod și catod, cu plusul la anod și minusul la catod.*

În fig. 4.3 este reprezentat circuitul unei diode, realizat astfel încît prin diodă să circule curent. Sursa E_f este necesară pentru producerea curentului de încălzire a filamentului*. Sursa E_a creează diferența de potențial dintre anod și catod cu polaritatea corectă. *Curentul anodic i_a circule de la plusul bateriei E_a , prin diodă, la minusul bateriei; acest curent are sensul contrar sensului de deplasare a electronilor. Deci sensul convențional al curentului prin diodă este de la anod la catod, conform sensului în care se mișcă electronii, de la catod la anod.*

Din cele arătate rezultă că *prin diodă curentul poate circula într-un singur sens*, din cauză că anodul nu emite electroni. Dacă tensiunea aplicată între anod și catod — numită și tensiune anodică — are polaritatea inversă, adică minusul pe anod și plusul pe catod, electronii emiși de catod vor fi respinși de anod și se vor întoarce la catod; prin diodă nu va circula nici un curent. Dioda se comportă ca o supapă (ventil), permițînd circulația curentului într-un

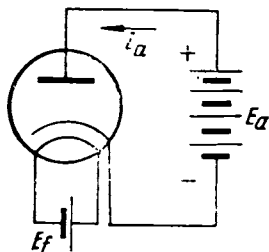


Fig. 4.3. Circuitele diodei.

* Filamentul poate fi încălzit și cu curent alternativ, el fiind izolat electric de circuitul anodic.

sens și întrerupînd circuitul pentru sensul contrar. Nici un conductor metalic obișnuit nu are asemenea proprietăți; dioda este un *element neliniar*, fapt care este folosit pentru îndeplinirea unor funcțiuni speciale în diferite circuite electronice. Una din acestea este *redresarea* curentului, adică transformarea curentului alternativ în curent continuu.

4.3.2. CARACTERISTICILE ȘI PARAMETRII DIODEI

În cazul unui conductor metalic relația dintre curent și tensiune este dată de bine cunoscuta lege a lui Ohm:

$$I = \frac{U}{R},$$

unde R este rezistența conductorului.

La o diodă relația dintre curent și tensiune nu este atît de simplă. Am văzut că curentul anodic depinde de sensul

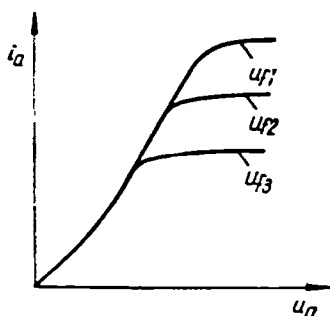


Fig. 4.4. Caracteristici ale diodei pentru diferite valori ale tensiunii de filament ($U_{f1} > U_{f2} > U_{f3}$.)

de aplicare a tensiunii anodice, ca și cum rezistența diodei ar avea valori diferite în funcție de polaritatea tensiunii; o valoare mică pentru un sens și o valoare foarte mare (infinită) pentru celălalt sens. În afară de aceasta, curentul anodic depinde și de curentul de încălzire a filamentului. Este deci evident că pentru diodă nu putem scrie, în general, o relație simplă, de tipul legii lui Ohm, între curent și tensiune.

Se folosește în acest scop o reprezentare grafică a relației dintre curentul anodic, și tensiune anodică, anumită *caracteristică anodică*. În fig. 4.4 sînt reprezentate cîteva asemenea caracteristici, pentru diferite valori ale tensiunii de filament.

Se observă că pentru tensiuni anodice negative (adică tensiuni anodice cu minusul pe anod și plusul pe catod) curentul anodic are valoarea zero. La tensiuni anodice pozitive, de valoare nu prea mare, curentul anodic crește

cu tensiunea, fiind independent de tensiunea de filament. Aceasta este regiunea obișnuită de funcționare a diodelor. Fiecare electron este supus, pe de o parte, unei forțe de respingere din partea celorlalți electroni în drum spre anod, și pe de altă parte, unei forțe de atracție datorită cîmpului electric dintre anod și catod. Cu cît tensiunea anodică este mai mare, cu atît forța de atracție a anodului va fi mai puternică și mai mulți electroni vor putea învinge respingerea reciprocă dintre ei, ajungînd astfel la anod. Numărul de electroni și, în consecință, curentul anodic crește astfel o dată cu mărirea tensiunii anodice.

De la o anumită valoare în sus a tensiunii anodice intervine însă fenomenul de saturație a diodei: toți electronii emiși de catod fiind captați de anod, curentul prin tubul electronic nu mai poate crește, oricît am mări tensiunea anodică, deoarece alți electroni nu mai există. Curentul anodic rămîne staționar, la o anumită valoare care depinde de temperatura catodului și deci de tensiunea de încălzire a filamentului. Așa se explică ramurile curbei caracteristice din fig. 4.4, corespunzătoare unor valori diferite ale tensiunii de filament.

În mod normal dioda nu funcționează niciodată la saturație. Pe de altă parte, curbura caracteristică în porțiunea ei centrală poate fi neglijată: caracteristica poate fi considerată aproximativ ca un segment de dreaptă. Prin urmare, caracteristica anodică poate fi reprezentată simplificat ca în fig. 4.5, *a*. Pentru comparație, în fig. 4.5, *b* s-a desenat caracteristica curent-tensiune a unui conductor obișnuit. Rezultă că pentru tensiuni anodice pozitive caracteristica simplificată a diodei coincide cu aceea a unui conductor metalic. Se poate astfel defini o *rezistență internă* a diodei, dată de raportul:

$$R_i = \frac{u_a}{i_a}$$

dintre tensiunea anodică și curentul anodic, valabilă însă numai pentru tensiuni anodice pozitive. Nu trebuie de asemenea uitat că în realitate R_i reprezintă doar o valoare medie, raportul $\frac{u_a}{i_a}$ nefiind constant, ci variind în funcție de valoarea tensiunii anodice.

Rezistența internă a diodelor de tipurile uzuale este de ordinul zecilor sau sutelor de ohmi.

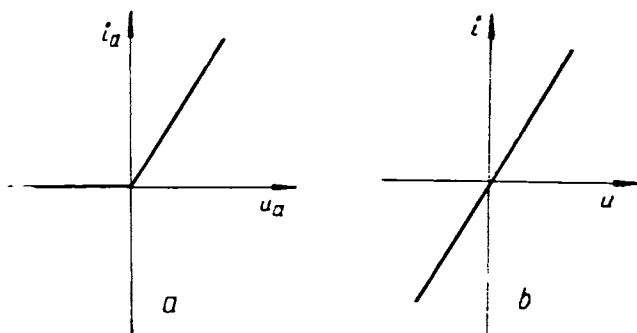


Fig. 4.5. Reprezentarea simplificată a caracteristicii diodei:
a - aproximarea caracteristicii cu o linie frântă; b - caracteristica unui conductor obișnuit.

4.3.3. PUTEREA CONSUMATĂ ÎN DIODĂ

Dacă atingem cu mâna balonul unui tub electronic simțim că el este cald; la unele tuburi de putere medie sau mare temperatura balonului este atît de ridicată încît nu putem ține mâna pe ele. De unde provine această încălzire?

S-ar putea crede că este vorba numai despre căldura degajată de catodul incandescent. Totuși, ne putem convinge ușor că prin simpla alimentare a filamentului încălzirea tubului este destul de redusă. Încălzirea puternică provine de la un alt fenomen, de importanță deosebită la toate tipurile de tuburi electronice.

Se știe că orice corp oprit brusc din mișcarea lui se încălzește, deoarece energia lui cinetică se transformă în căldură (de exemplu, lovind puternic cu ciocanul într-un obiect, ambele corpuri se încălzesc). Același fenomen se întîmplă cu electronii din diodă, care bombardează anodul și cedează acestuia întreaga lor energie cinetică. Anodul diodei se încălzește cu atît mai mult cu cît numărul de electroni care ajung la anod este mai mare — deci curentul anodic este mai intens — și cu cît viteza lor în momentul ciocnirii anodului este mai mare. La rîndul ei, viteza electronilor este determinată de tensiunea anodică ce produce cîmpul elec-

tric accelerator din diodă. Se poate arăta că puterea care se dezvoltă la anodul diodei și care se transformă în căldură este egală cu produsul dintre tensiunea anodică și curentul anodic:

$$P_a = \mu_a i_a.$$

Mărimea P_a se mai numește *putere disipată* în diodă (adică puterea „răspîndită” de tub sub formă de căldură).

Temperatura anodului depinde direct de valoarea puterii disipate. Pentru ca această temperatură să nu ajungă la valori periculoase (anodul poate ajunge la roșu și se poate chiar topi), nu este permisă depășirea unei anumite puteri disipate maxime admisibile, specificată în cataloage pentru fiecare tip de tub electronic.

4.3.4. CONSTRUCȚIA TUBURILOR ELECTRONICE

Diodele, ca și alte tuburi electronice, sînt construite în așa fel încît, pe lîngă parametrii electrici despre care am vorbit în parte pînă aici, să fie

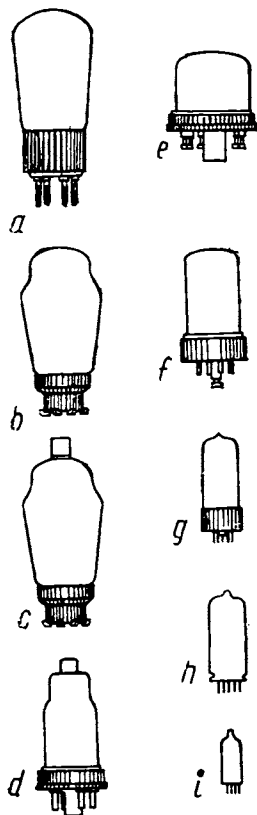


Fig. 4.6. Tipuri constructive de tuburi electronice (aproximativ în ordinea evoluției lor în timp):

a — cu balon de sticlă și piciorușe de contact, fixate în material plastic; b — la fel, dar cu contacte laterale; c — la fel, dar cu un contact superior (de obicei grila); d — balon metalic (tip american) cu piciorușe de contact fixate în material plastic, cheie centrală de ghidaj; e — la fel, alt format (tip german), piciorușe așezate nesimetric; f — balon de sticlă, contacte scoase prin sticlă, inel metalic la partea inferioară; g — la fel, dar dimensiuni mai mici, cu piesă laterală de ghidaj și de blocare; h — tub miniatură, complet din sticlă, foarte răspîndit în prezent, cu două variante: cu 7 contacte (tip miniatură) sau cu 9 contacte (tip noval); i — tip subminiatură, asemănător cu cel precedent, dar de dimensiuni mai mici.

realizate și anumite cerințe privind rigiditatea mecanică, conectarea în montaj etc.

Funcționarea corectă a unui tub electronic este posibilă numai dacă în interiorul său se păstrează un vid înaintat

(cantitatea de aer sau de alte gaze din interior este de obicei sub o milionime din volumul total al balonului). Tubul trebuie să fie perfect etanș; întreaga construcție a tubului este astfel realizată încît să asigure etanșeitatea necesară.

Pentru introducerea în montaj se folosesc *socluri* speciale în care sînt introduse piciorușele de la partea inferioară a tubului. În fig. 4.6 sînt arătate cîteva sisteme uzuale de realizare a acestor contacte.

Diferitele tipuri de tuburi sînt marcate cu simboluri pentru a putea fi deosebite între ele. Aceste simboluri, formate din grupe de cifre și litere, indică numărul de electrozi ai tubului, valoarea tensiunii de filament etc.

4.4. TRIODA

Trioda, sau tubul electronic cu trei electrozi, stă la baza întregii electronici, avînd un rol fundamental în majoritatea circuitelor electronice.

În principiu, trioda derivă dintr-o diodă la care s-a

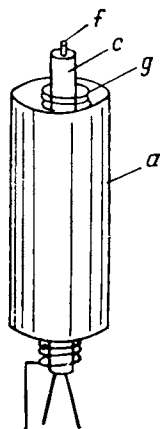


Fig. 4.7. Construcția triodei:
a — anod; g — grilă;
c — catod; f — fila-
ment.

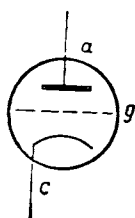


Fig. 4.8. Re-
prezentarea
triodei:
a — anod; g —
grilă; c — catod.

introdus un al treilea electrod denumit *grilă*, între catod și anod. Grila are forma unei si-
te („grătar”) sau a mai multor
fire plasate în drumul elec-
tronilor, care sînt obligați să
treacă prin „găurile” grilei.
Construcția cea mai răspîdită
a triodelor este cilindrică (fig.
4.7): catodul, în formă de
tijă, este înconjurat de grila
realizată dintr-o sîrmă elicoi-
dală (spiralată), totul fiind pla-
sat în interiorul anodului tu-
bular. Electronii circulă ra-
dial, părăsind suprafața ca-
todului în toate direcțiile.

În fig. 4.8 este arătată repre-
zentarea schematică a triodei.

4.4.1. FUNCȚIONAREA TRIODEI

În mod normal, tensiunea anodului este pozitivă, iar tensiunea grilei este negativă față de catod. Electronii emiși de catod sînt astfel supuși unei forțe de atracție din partea anodului și unei forțe de respingere din partea grilei. Numărul de electroni care ajung la anod, constituind curentul anodic al triodei, depinde de acțiunea simultană a celor două forțe, deci depinde de ansamblul tensiunilor de anod și de grilă. Însă grila fiind mai aproape de catod, ea exercită o influență mult mai mare asupra electronilor decît anodul: în consecință *curentul anodic al triodei este determinat în primul rînd de tensiunea grilei*. Dacă tensiunea grilei devine la un moment dat mai negativă, forța de respingere a electronilor crește și curentul anodic se micșorează; dacă, dimpotrivă, tensiunea grilei devine mai pozitivă, forța de respingere scade și curentul anodic se mărește. Variații relativ mici ale tensiunii grilei produc variații mari ale curentului anodic. În acest fel se realizează o comandă (un reglaj) al curentului prin triodă, lucru imposibil de înfăptuit în cazul diodei.

Cea mai importantă proprietate a triodei este că *acțiunea de comandă a grilei are loc cu o cheltuială minimă de energie*.

Într-adevăr grila avînd un potențial coborît ea respinge electronii. Prin grilă nu circulează curent (electronii sînt obligați să ocolească firele grilei, strecurîndu-se printre ele către anod sau întorcîndu-se la catod). Aceasta înseamnă că sursa care creează tensiunea de grilă nu trebuie să cedeze putere, deoarece ea va lucra practic în gol. Se ajunge decîla posibilitatea de a comanda energii relativ mari (prin curentul anodic al triodei), cu ajutorul unor energii infime (în circuitul grilei).

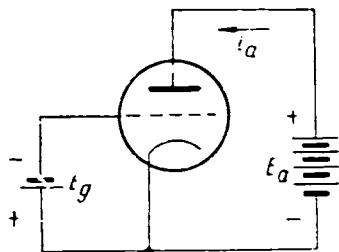


Fig. 4.9. Circuitele triodei.

În fig. 4.9 sînt reprezentate circuitele triodei, cu sursele de curent continuu necesare alimentării electrozilor (alimentarea filamentului nu este figurată). Bateria E_a produce tensiunea anodică, cu plusul spre anod, iar bateria E_g pro-

duce tensiunea de grilă, cu minusul spre grilă. Se observă că ambele baterii au un punct comun, legat la catod.

4.4.2. CARACTERISTICILE TRIODEI

La triodă curentul anodic i_a depinde atât de tensiunea anodică u_a , cât și de tensiunea de grilă u_g . Pentru a reprezenta acest lucru, nu mai putem folosi o curbă simplă, ca la diodă, ci avem nevoie de mai multe asemenea curbe — adică de o „familie” de curbe. De exemplu, putem da diferite valori tensiunii de grilă, și pentru fiecare valoare a lui u_g să trasăm curba $i_a = f(u_a)$, adică variația curentului anodic în funcție de tensiunea anodică. Procedînd în acest fel, obținem *caracteristicile anodice* ale triodei, care au aspectul celor din fig. 4.10.

Pentru $u_g = 0$ caracteristica lui i_a seamănă cu cea a unei diode. În adevăr, dacă potențialul grilei este egal cu al

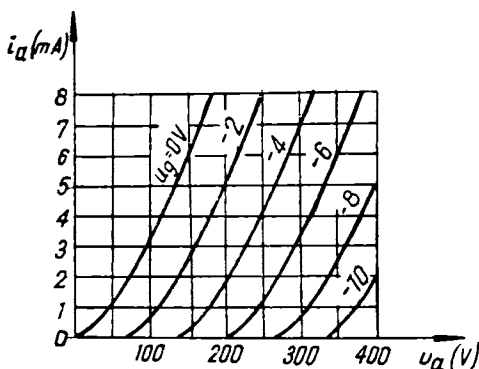


Fig. 4.10. Caracteristici anodice ale triodei.

catodului, ea nu are nici o influență asupra electronilor și fenomenele se petrec asemănător celor de la diodă.

Pe măsură ce tensiunea de grilă ia valori mai negative, caracteristicile $i_a - u_a$ se deplasează spre dreapta, adică spre tensiuni anodice mai mari. Se vede de aici că dacă tensiunea grilei este mai negativă, pentru a obține același curent anodic, trebuie să mărim tensiunea anodului.

Se mai observă că tensiunea grilei este de ordinul volților, pe cînd tensiunea anodului este de ordinul sutelor de volți.

Variind cu câțiva volți tensiunea grilei, obținem variații foarte mari ale curentului anodic, pe care le-am putea realiza numai modificând cu zeci sau sute de volți tensiunea anodică. Așa cum am mai amintit, *tensiunea grilei are o influență mult mai mare asupra curentului anodic decât tensiunea anodică.*

Familia de caracteristici ale triodei poate fi reprezentată și altfel, menținând tensiunea anodică constantă și trecând în diagramă curentul anodic în funcție de tensiunea de grilă. Obținem astfel *caracteristicile de grilă* ale triodei. Un exemplu de asemenea caracteristici este dat în fig. 4.11.

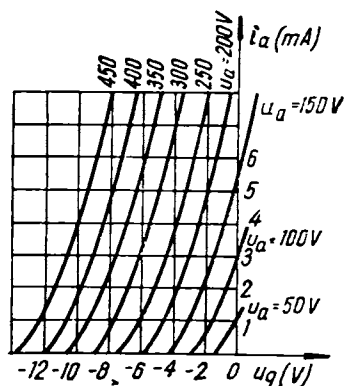


Fig. 4.11. Caracteristici de grilă ale triodei.

4.4.3. PARAMETRII TRIODEI

Că și la diodă, *rezistența internă* R_i este raportul dintre o variație de tensiune anodică și variația corespunzătoare de curent anodic, tensiunea de grilă fiind menținută fixă. Rezultă deci că aceasta reprezintă rezistența în curent alternativ a triodei. Determinarea rezistenței interne a triodei se poate face cu ușurință pe caracteristicile acesteia, așa cum se arată în fig. 4.12, cu relația:

$$R_i = \left. \frac{\Delta u_a}{\Delta i_a} \right|_{u_g = \text{constant}}$$

În cazul triodei se mai pot defini încă doi parametri, și anume: panta S și factorul de amplificare μ .

Prin *panta* S a unei triode se înțelege raportul dintre variația curentului anodic și variația corespunzătoare a tensiunii de grilă, tensiunea anodică fiind menținută constantă. Determinarea acestui parametru se poate face cu ajutorul caracteristicilor din fig. 4.13, folosind relația:

$$S = \left. \frac{\Delta i_a}{\Delta u_g} \right|_{u_a = \text{constant}}$$

Prin *factorul de amplificare* μ se înțelege raportul dintre variația tensiunii anodice și variația corespunzătoare a tensiunii de grilă, curentul anodic fiind menținut constant.

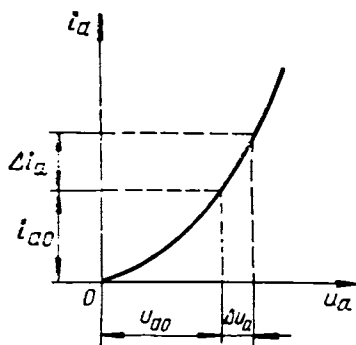


Fig. 4.12. Determinarea rezistenței interne.

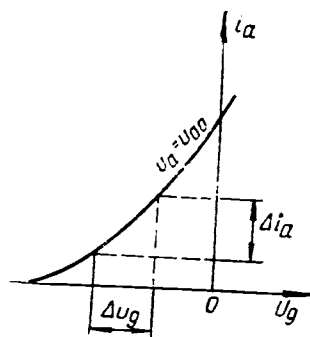


Fig. 4.13. Determinarea pantei.

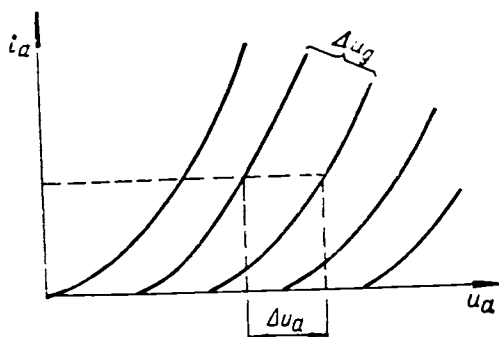


Fig. 4.14. Determinarea factorului de amplificare.

Întrucît la creșterea tensiunii anodice este necesar să se micșoreze tensiunea de grilă pentru a menține curentul anodic constant, variațiile acestor două tensiuni sînt de semne contrare și, din acest motiv, raportul lor trebuie luat cu semnul — (minus). Determinarea acestui parametru se face pe caracteristicile tubului, așa cum se arată în figura 4.14 cu ajutorul relației:

$$\mu = - \left. \frac{\Delta u_a}{\Delta u_g} \right|_{i_a = \text{constant}}$$

Acești trei parametri nu sînt independenți, între ei existînd relația:

$$SR_t = \mu.$$

În fiecare punct de funcționare din planul caracteristicilor tubului, acești parametri au anumite valori, care în general diferă de la un punct la altul. De asemenea, pentru un anumit tip de tub, la același punct de funcționare, valorile acestor parametri diferă de la un exemplar la altul. Valorile medii ale parametrilor, în jurul unui anumit punct de funcționare luat în porțiunea rectilinie a caracteristicilor, caracterizează tubul respectiv și sînt indicate de obicei în cataloage.

Pentru a lămuri mai bine semnificația și modul de determinare a parametrilor triodelor, să luăm un exemplu concret. În fig. 4.15 sînt reprezentate caracteristicile anodice

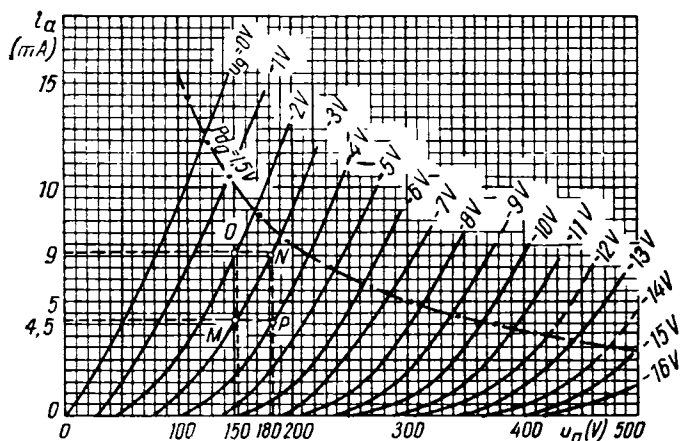


Fig. 4.15. Exemplu de determinare a parametrilor unei triode (dubla triodă de tip ECC 40).

ale uneia din cele două triode din dubla triodă ECC 40. Ne propunem să determinăm parametri în jurul punctului M în care $u_a = 180$ V, $u_g = -3$ V, $i_a = 4,5$ mA.

Pentru determinarea rezistenței interne, ne deplasăm pe curba $u_g = \text{constant}$ ($u_g = -3$ V) pînă în punctul N , în care

$u_a=180$ V și $i_a=9$ mA. Variația tensiunii anodice este

$$\Delta u_a=180-150=30 \text{ V},$$

iar variația corespunzătoare a curentului anodic este

$$\Delta i_a=9-4,5=4,5 \text{ mA}.$$

Rezultă rezistența internă

$$R_i = \frac{\Delta u_a}{\Delta i_a} = \frac{30}{4,5} = 6,67 \text{ k}\Omega.$$

Pentru determinarea pantei, trebuie să păstrăm pe u_a constant. În consecință ne deplasăm din punctul M pe verticală pînă în punctul O , în care $u_g=-2$ V și $i_a=9$ mA. Variația curentului anodic este:

$$\Delta i_a=9-4,5=4,5 \text{ mA},$$

iar variația corespunzătoare a tensiunii de grilă este

$$\Delta u_g=-2-(-3)=1 \text{ V}.$$

Panta are deci valoarea

$$S = \frac{\Delta i_a}{\Delta u_g} = \frac{4,5}{1} = 4,5 \text{ mA/V}.$$

În sfîrșit, pentru determinarea factorului de amplificare ne deplasăm pe orizontală astfel ca $i_a=\text{constant}$, pînă în punctul P în care $u_a=180$ V și $u_g=-4$ V. Variația tensiunii anodice este:

$$\Delta u_a=180-150=30 \text{ V},$$

iar variația tensiunii grilei este

$$\Delta u_g=-4-(-3)=-1 \text{ V}.$$

Rezultă următoarea valoare a factorului de amplificare

$$\mu = -\frac{\Delta u_a}{\Delta u_g} = -\frac{30}{-1} = 30.$$

Se verifică imediat relația

$$SR_i=4,5 \cdot 6,67=30=\mu.$$

În concluzie, trebuie reținut că:

- rezistența internă caracterizează influența tensiunii anodice asupra curentului anodic al triodei;
- panta caracterizează influența tensiunii de grilă asupra curentului anodic;
- factorul de amplificare arată de câte ori este mai puternică influența tensiunii grilei decât cea a tensiunii anodice asupra curentului anodic

4.5. TETRODA ȘI PENTODA

Tubul cu trei electrozi prezintă o capacitate relativ mare între grilă și anod. Din acest motiv, în unele scheme electronice el nu poate fi folosit. Eliminarea acestui defect se face prin introducerea unui electrod suplimentar, obținându-se un tub cu patru electrozi, numit *tetrodă*.

Pentru a înțelege îmbunătățirea adusă de tetrodă față de triodă, să lămurim mai întâi printr-un exemplu fenomenul de ecranare. Să considerăm schema din fig. 4.16 în care datorită condensatorului C , un generator de tensiune alternativă face să treacă un curent prin rezistorul R .

Dacă între plăcile condensatorului C se introduce o armătură metalică ce se leagă ca în fig. 4.17, atunci prin

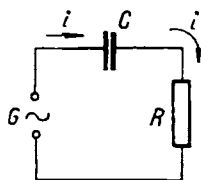


Fig. 4.16. Circuit de curent alternativ cu condensator.

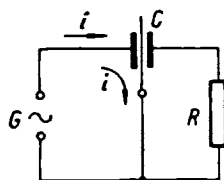


Fig. 4.17. Ecranarea circuitului din fig. 4.16.

R nu mai circulă curent, deoarece acesta se închide prin legătura armăturii. Se spune în acest caz că rezistorul R este ecranat față de generatorul G . Rezultă, deci, că prin această operație de ecranare se poate elimina efectul unor capacități nedorite. Astfel, pentru a elimina efectul capa-

cității dintre grilă și anodul triodei, între grilă și anod se introduce un nou electrod, numit *ecran*, al cărui potențial se menține fix și egal cu potențialul catodului. Evident, ecranul trebuie realizat tot sub forma unei grile, pentru a permite trecerea electronilor spre anod.

Potențialul aplicat pe ecran este de regulă pozitiv, și din acest motiv, o parte din electroni sînt captați de acesta, ceea ce duce la apariția unui curent în circuitul de ecran; acest curent este de $4 \cdots 10$ ori mai mic decît curentul anodic.

În fig. 4.18 este dată reprezentarea schematică a tetrodei.

Prezența ecranului la tetrodă produce unele efecte perturbatoare care fac utilizarea ei mai restrînsă. Bombardarea anodului cu electroni produce o emisie secundară de electroni care sînt atrași de ecran, dacă potențialul acestuia este mai ridicat decît al anodului; în această situație, curentul anodic scade și curentul de ecran crește. Caracteristica $i_a - u_a$ ia o formă particulară, cu o „groapă” în regiunea tensiunilor anodice mici. Pentru evitarea acestui fenomen, tetrodele de putere se realizează sub formă de *tetrodă cu fascicul dirijat*: electrozii sînt astfel construiți încît

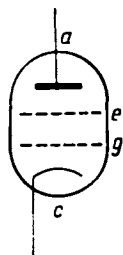


Fig. 4.18. Tetrodă:

a — anod; e — ecran; g — grilă;
 c — catod.

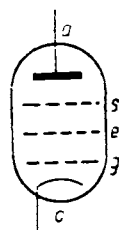


Fig. 4.19. Pentodă:

a — anod; s — supresor; e — ecran;
 g — grilă; c — catod.

„norul” de electroni dintre anod și ecran respinge electronii „secundari” emiși de anod, care se întorc astfel la anod.

Soluția radicală este totuși aceea a *pentodei*, tubul cu cinci electrozi, foarte răspîndit în electronica actuală (fig. 4.19). La pentodă s-a introdus un nou electrod, *grila*

supresoare (sau simplu, *supresorul*) între anod și ecran. Avînd un potențial scăzut — de obicei ea este legată la catod — exercită o forță de respingere asupra electronilor emișideanod (prin emisie secundară), care nu mai pot ajunge la ecran. Pe de altă parte, electronii care vin de la catod cu viteză mare pătrund nestingheriți printre firele rare ale grilei supresoare.

Pentru a arăta efectul de ecranare obținut la tetrode și la pentode, amintim că la triode capacitatea anod-grilă este de obicei de cîțiva picofarazi; la tetrode aceeași capacitate este de ordinul $0,01 \dots 0,05$ pF, iar la pentode ea este și mai mică, de $0,001 \dots 0,003$ pF.

Caracteristicile pentodei diferă într-o oarecare măsură de cele ale triodei, datorită prezenței ecranului care are, în orice regim normal de funcționare a pentodei, un potențial pozitiv ridicat. Datorită acestui fapt, curentul anodic nu poate fi anulat prin reducerea tensiunii anodului, așa cum se întîmplă la triodă; în general, la pentodă tensiunea anodică are o influență foarte redusă asupra curentului anodic. Aceasta se datorește faptului că anodul este relativ

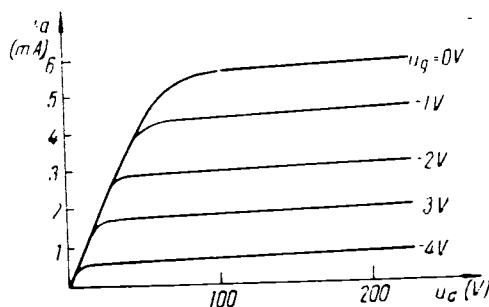


Fig. 4.20. Caracteristici anodice ale unei pentode.

departe de catod și ecranat față de acesta de către cei trei electrozi intermediari: grila, ecranul și supresorul.

În fig. 4.20 sînt reprezentate caracteristicile anodice ale unei pentode. Se vede că toate caracteristicile pornesc din origine (punctul $i_a=0$, $u_a=0$). Ele au o porțiune întinsă

aproape rectilinie și paralelă cu axa tensiunii anodice — semn al influenței foarte mici pe care o are variația tensiunii anodice asupra curentului anodic. Funcționarea pentodelor are loc aproape totdeauna în această regiune rectilinie a caracteristicilor.

Parametrii pentodelor sînt ca și la triode: rezistența internă, panta și factorul de amplificare. Panta pentodelor este de același ordin de mărime ca și cea a triodelor, de obicei între 1 mA/V și 15 mA/V. În schimb, ceilalți doi parametri au valori mult diferite: rezistența internă este foarte mare, de obicei între 50 k Ω și 1 M Ω , iar factorul de amplificare este și el mare, de ordinul sutelor sau miilor.

4.6. ALTE TUBURI ELECTRONICE CU VID

În practică se folosesc o mare diversitate de tipuri de tuburi electronice. Principiul de bază al acestora — care a reieșit din cele arătate pînă aici — este același: electronii emiși de catod sînt accelerați de unul sau mai mulți electrozi avînd un potențial pozitiv ridicat (de tipul anodului și ecranului), sînt comandați de una sau mai multe grile și sînt captați de anod (sau „colector“). În funcție de destinația lor, tuburile electronice diferă prin numărul și rolul electrozilor, particularități constructive etc.

4.6.1. TUBURI MULTIGRILE

Adesea este necesar să se comande curentul anodic al unui tub prin două tensiuni de comandă. În acest scop, într-un tub electronic se pot introduce două grile de comandă, obținîndu-se o *hexodă*. Din punct de vedere constructiv hexoda este similară unei triode, cu deosebirea că grila ecran este realizată sub forma a două grile separate, iar între acestea se introduce cea de-a doua grilă de comandă. Acest tub se reprezintă simbolic ca în fig. 4.21.

Hexoda prezintă aceleași dezavantaje ca și tetroda și, din acest motiv, este necesară introducerea unei grile suplimentare pentru eliminarea emisiei secundare a anodului.

Se ajunge în modul acesta la un tub cu șapte electrozi, denumit heptodă, a cărei reprezentare simbolică este arătată în fig. 4.22.

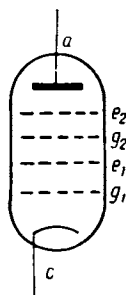


Fig. 4.21. Hexodă:

a — anod; e_1, e_2 — ecrane;
 g_1, g_2 — grile;
 c — catod.

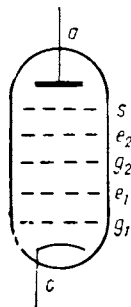


Fig. 4.22. Heptodă:

a — anod; s — supresor;
 e_1, e_2 — ecrane; g_1, g_2 — grile;
 c — catod.

4.6.2. TUBURI MULTIPLE

Numeroase aparate electronice conțin mai multe tuburi electronice. Din acest motiv este avantajoasă introducerea a două sau mai multor sisteme de electrozi corespunzători fiecărui tub, într-o incintă comună, realizându-se un tub multiplu. Sistemele respective de electrozi pot fi complet separate sau, eventual, pot avea catodul comun. În modul acesta se pot obține duble diode, duble triode, triode-pentode, duble pentode etc. Recurgîndu-se la acest procedeu se realizează economie de material și de spațiu, același aparat putînd fi realizat cu un număr mai mic de tuburi.

4.7. TUBURI CU GAZ

Pe lîngă tuburile electronice cu vid, analizate pînă aici, se utilizează pe scară largă tuburi umplute cu gaz. Acestea au proprietăți deosebite, datorită prezenței moleculelor de gaz care sînt ciocnite de electroni în drumul lor de la catod la anod.

4.7.1. TUBURI DE GAZ CU CATOD CALD

Tuburile cu gaz conțin de obicei un sistem de doi sau mai mulți electrozi. În incinta acestor tuburi se găsește un gaz (neon, vapori de mercur etc.) Conductibilitatea electronică a acestor tuburi se realizează atât prin electroni, cât și prin fenomenul de ionizare. Electronii emiși de catod și accelerați de tensiunea anodică se ciocnesc de moleculele de gaz provocând ionizarea acestora. La rândul lor, ionii pozitivi care se formează au tendința să se deplaseze în sens opus fascicului de electroni, adică spre catod. Viteza de deplasare a ionilor este însă mult mai mică decât cea a electronilor, datorită faptului că aceștia au o masă mult mai mare. Dacă tensiunea anodică depășește o anumită valoare, acest proces de ionizare se dezvoltă în avalanșă, întrucât electronii care se produc sînt, la rândul lor, accelerați spre anod și determină noi ionizări ale moleculelor de gaz. Dacă tensiunea anodică nu depășește o anumită valoare, viteza inițială a electronilor nu este suficientă pentru a provoca ionizarea. Această valoare de prag se numește *tensiune de ionizare*.

Dioda cu gaz (sau *gazotronul*) conține doi electrozi, catodul și anodul. Caracteristica curent-tensiune (fig. 4.23) arată că, după depășirea tensiunii de ionizare curentul anodic variază în limite foarte largi la variații relativ mici ale tensiunii anodice. O altă particularitate a diodei



Fig. 4.23. Caracteristica curent-tensiune a unei diode cu gaz.

cu gaz este determinată de faptul că procesul de ionizare și dezionizare a gazului din tub nu poate avea loc instantaneu. Din acest motiv, dacă tensiunea anodică trece repede de la valori pozitive la valori negative, există pericolul ca tubul să conducă și în sens invers sensului normal de conducție, fenomen ce poate să apară datorită prezenței particulelor ionizate care nu au timp să se recombine cu electronii pentru a deveni neutre

din punct de vedere electric. Cu alte cuvinte, tubul cu gaz are „inerție” relativ mare în comparație cu un tub cu vid.

Se construiesc și tuburi cu gaz cu trei electrozi, care se numesc *tiratroane*. Un asemenea tub conține un sistem de electroziformat dintr-un catod, o grilă foarte deasă și un anod.

Față de funcționarea unei triode cu vid, funcționarea unui tiratron prezintă o importantă particularitate. Dacă se aplică o tensiune negativă pe grilă, astfel încît fasciculul de electroni să nu poată ajunge la anod, tubul se găsește în stare de blocare. Dacă se reduce treptat valoarea tensiunii de grilă, curentul anodic apare la un moment dat și, o dată cu el, fenomenul de ionizare. Dacă acum se micșorează din nou valoarea tensiunii de grilă, această variație nu mai are nici o influență asupra curentului anodic. Lucrul acesta se explică prin aceea că în jurul grilei — situată la o tensiune negativă — se formează un nor de ioni pozitivi care anihilează complet efectul tensiunii negative de grilă. Rezultă, deci, că prin tensiunea de grilă se poate comanda doar deschiderea unui tiratron, dar nu se poate realiza blocarea curentului anodic al acestuia. Pentru a reduce la zero curentul anodic este necesară aducerea la o valoare apropiată de zero a tensiunii anodice. În acest caz se produce dezionizarea gazului din tub și efectul de comandă al tensiunii de grilă re apare.

4.7.2. TUBURI CU GAZ CU CATOD RECE

Tuburile cu catod rece sînt realizate dintr-un sistem de electrozi dispuși într-o incintă umplută cu gaz inert, de obicei cu neon. Avantajul dispozitivului constă în aceea că nu este necesar să fie încălzit catodul. Pentru amorsarea inițială a descărcării în gaz, care are loc în interiorul tubului, se introduce un mic electrod legat cu catodul în imediata vecinătate a anodului; între acest electrod și catod apare descărcarea inițială care se extinde apoi în tot tubul.

Caracteristica tensiune-curent a acestui tub are formă similară cu cea arătată în fig. 4.25. Din alura acestei caracteristici se constată posibilitatea de a folosi acest tub ca stabilizator de tensiune, întrucît la variații relativ mari ale curentului prin tub tensiunea la bornele acestuia rămîne practic neschimbată.

Tuburile cu catod rece se folosesc frecvent și ca tuburi semnalizatoare.

4.8. TUBURI CATODICE

Tuburile catodice sînt niște tuburi electronice de construcție specială, care permit vizualizarea pe un ecran fluorescent a formei tensiunilor care li se aplică.

Constructiv aceste tuburi sînt realizate sub forma unor baloane de sticlă vidate, de formă aproximativ conică, fiind

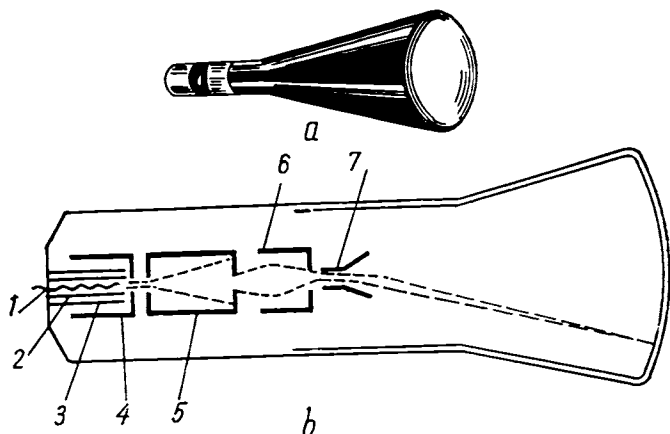


Fig. 4.24. Tub catodic:

a - aspect; *b* - construcție; 1 - catod; 2 - filament; 3 - ecranul catodului; 4 - grila de comandă; 5 - primul anod de accelerare; 6 - al doilea anod de accelerare; 7 - plăci de deflexie; 8 - ecran fluorescent.

prevăzute la bază cu un ecran acoperit cu o substanță ce devine luminescentă atunci cînd este bombardată cu un fascicul de electroni. Acest fascicul de electroni este generat cu ajutorul unui „tun“ de electroni plasat în extremitatea opusă a tubului.

Tunul de electroni este, în fond, un sistem de electrozi care conține un catod care emite electroni, o grilă de comandă prevăzută cu o deschidere circulară pentru comanda fascicului de electroni și un sistem de unul sau mai mulți anodi cilindrici destinați accelerării și concentrării fascicului de electroni. Întregul sistem funcționează după același principiu ca electrozii unei triode, iar dacă anozii au potențiale potrivit alese, se poate asigura concentrarea

fasciculusului de electroni astfel, încît aceștia să lovească ecranul luminescent într-un singur punct.

Construcția acestui tub este arătată schematic în fig. 4.24.

Pentru a permite deplasarea punctului luminos pe ecran este necesară devierea fasciculusului de electroni față de axul tubului. Aceasta se realizează trecînd fasciculusul printr-o pereche de plăci pe care se aplică tensiuni convenabile*. Aceste plăci deviază fasciculusul de electroni dinspre placa situată la potențialul negativ către placa situată la potențialul pozitiv, și se numesc plăci de deflexie. Perechea de plăci orizontale deviază fasciculusul pe verticală, iar perechea de plăci verticale îl deviază pe orizontală.

Aplicînd tensiuni convenabile pe cele două perechi de plăci, punctul luminos poate lua orice poziție pe ecranul fluorescent. Această posibilitate este folosită în aparatele numite osciloscopia pentru a „desena” pe ecran curba de variație în timp a unui curent sau a unei tensiuni. La cinescopia — tuburi catodice utilizate în receptoarele de televiziune — bobinele de deflexie care înlocuiesc plăcile de deflexie asigură „acoperirea” întregului ecran de către punctul luminos.

Cu ajutorul grilei de comandă se poate modifica intensitatea luminoasă a punctului de pe ecran. Mărind sau micșorînd tensiunea grilei, crește respectiv scade numărul de electroni din fasciculusul trimis către ecran, întocmai ca la o triodă. Acest procedeu stă la baza formării imaginii la cinescopia.

* Pentru simplificare, în fig. 4.24, *b* s-a desenat numai o singură pereche de asemenea plăci.

5. DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

5.1. INTRODUCERE

În ultimii 10–15 ani dispozitivele semiconductoare au fost utilizate tot mai mult în aplicațiile electronicii, înlocuind treptat tuburile electronice.

Ce sînt, în esență, aceste dispozitive semiconductoare? Funcțiunile lor în circuitele electronice sînt similare, în general, celor analizate în capitolul precedent. Cele mai răspîndite dispozitive semiconductoare sînt *diodele semiconductoare* — analoge diodelor termoelectronice cu vid — și *tranzistoarele* — analoge triodelor cu vid. Diodele semiconductoare și tranzistoarele folosesc și ele principiul comandării electronilor cu ajutorul cîmpului electric; deosebirea fundamentală față de tuburile electronice este că electronii circulă nu prin vid (sau gaz), ci printr-un *corp solid*. De asemenea, electronii sînt „generați” de către un semiconductor, fără a fi necesară „emiterea” propriu-zisă a lor. De aici rezultă avantaje importante, ca: eliminarea necesității de a încălzi catodul, durată de funcționare practic nelimitată (nu există părți „consumabile”), dimensiuni și greutate mici.

5.2. PROPRIETĂȚILE CORPURILOR SEMICONDUCTOARE

... Noțiunea de „semiconductor” se referă la o clasă largă de materiale a căror rezistivitate este mai mare decît cea

a metalelor, dar cu mult mai mică decît cea a dielectricilor. Cele mai răspîndite materiale semiconductoare sînt germaniul, siliciul, arseniul, seleniul, stibiul, telurul, diferiții oxizi de metale, combinații ale sulfului (sulfuri) și seleniului (seleniuri) etc. Numai cîteva din acestea au căpătat o utilizare largă pînă în prezent; principalele dispozitive semiconductoare care se fabrică azi folosesc germaniul și siliciul.

O proprietate importantă a acestor materiale este dependența puternică a rezistivității lor de temperatură. Spre deosebire de metale, rezistivitatea semiconductoarelor scade cu temperatura. De asemenea, rezistivitatea lor depinde de iluminare sau de iradierea cu radiații de diferite tipuri.

Toate aceste proprietăți au permis realizarea de dispozitive semiconductoare sensibile la temperatură, la lumină, la radiații etc. Totuși, fenomenele care au dat naștere la cele mai importante aplicații ale tehnicii semiconductoarelor sînt cele care se produc la suprafața de contact a unor corpuri semiconductoare de tipuri diferite.

5.2.1. CONDUCTIBILITATEA ELECTRICĂ A SEMICONDUCTOARELOR PURE

Fenomenele electrice din corpurile semiconductoare nu pot fi lămurite dacă se presupune că trecerea curentului prin ele s-ar produce ca și la metale, prin electroni liberi.

Este vorba de un mecanism cu totul diferit, care determină proprietățile specifice ale acestei categorii de corpuri.

Modul cel mai obișnuit de reunire a atomilor dintr-o substanță este *legătura de valență*. Se știe că fiecare atom conține un *nucleu* și un număr de *electroni* care se rotesc în jurul nucleului, pe mai multe orbite (traectorii). Ultima din aceste orbite este cea a „electronilor de valență”, acei electroni care intervin în reacțiile chimice. Numărul de electroni de pe ultima orbită determină „valența” elementului chimic, caracteristică decisivă într-o reacție. Cea mai stabilă configurație este aceea în care numărul de electroni de pe ultima orbită este opt. De exemplu, atomul de sodiu are un electron pe ultima orbită, iar atomul de clor are șapte electroni pe ultima orbită. Combinîndu-se, ei

dau nașterea clorurii de sodiu (sarea de bucătărie), al cărui atom are opt electroni pe ultima orbită. Legătura de valență a atomilor este tocmai aceea în care electronii de pe ultima orbită se completează în așa fel încît numărul lor să ajungă la opt.

Un alt mod de combinare a atomilor este dat de *legătura de covalență*. În acest caz electronii de pe ultima

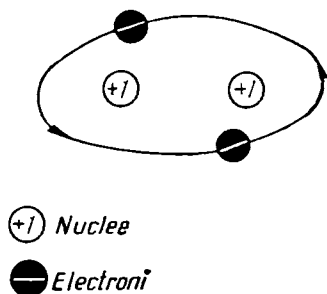


Fig. 5.1. Constituția moleculei de hidrogen.

orbită formează o traiectorie comună în jurul nucleelor a doi atomi vecini. Pe această orbită comună vor circula electronii care înainte „aparțineau” unor atomi distincți, iar acum „aparțin” în aceeași măsură ambilor atomi. În fig. 5.1 este reprezentată schematic molecule de hidrogen, cel mai simplu exemplu de moleculă, formată printr-o legătură de covalență a doi atomi de hidrogen.

În substanțele semiconductoare legătura de covalență

este mai complicată și joacă un rol esențial din punctul de vedere al conductibilității electrice. De exemplu, la germaniu fiecare atom este legat prin covalență cu alți atomi învecinați.

Pentru explicarea mecanismului conducției în cazul germaniului, ne vom referi la fig. 5.2. Presupunem că datorită mișcării de agitație termică unul din electroni a căpătat o energie suficientă pentru a părăsi orbita pe care circula; prin aceasta, legătura de covalență dintre atomii 1 și 2 (fig. 5.2, a) dispăre. În locul electronului rămîne un „gol”. Dacă se aplică un cîmp electric cu polaritatea indicată în figură, electronul eliberat se va deplasa spre dreapta, iar un alt electron eliberat în același fel undeva la stînga (de exemplu, de la atomii 3 și 4) se va mișca de asemenea spre dreapta și va ocupa „golul” rămas de la primul electron (fig. 5.2, b). În mod similar, un alt electron, eliberat de exemplu de atomii 4 și 5, va putea ocupa „golul” rămas între atomii 3 și 4 (fig. 5.2, c). Prin urmare, electronii se mișcă spre dreapta, făcînd deplasări mici între

atomi învecinați. În același timp, golurile se deplasează spre stînga. Deoarece golurile sînt echivalente cu sarcini pozitive, se poate spune că în semiconductor curentul total

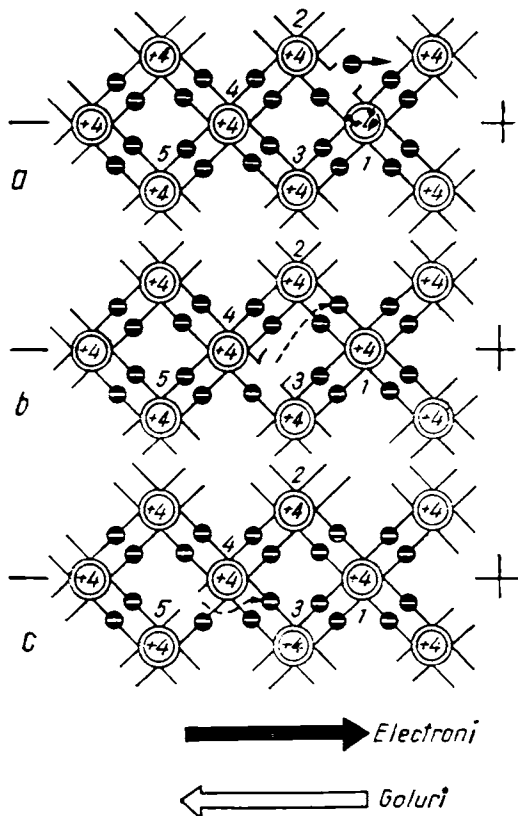


Fig. 5.2. Mecanismul conducției la germaniu:
 a – un electrod părăsește atomii 1 și 2; b – un electron venit de la atomii 3 și 4 ocupă locul electronului plecat; c – un alt electron vine în locul celui care a părăsit atomii 3 și 4.

este compus din curentul datorit unor sarcini negative (electronii) și curentul datorit unor sarcini pozitive (golurile).

Acesta este, pe scurt, mecanismul curentului la un semiconductor *pur*. El se mai numește *conductibilitate intrinsecă*, iar semiconductorul se numește de tip *i*.

5.2.2. CONDUCTIBILITATEA SEMICONDUCTOARELOR CU IMPURITĂȚI

Procentul perechilor electron-gol într-o substanță semiconductoră pură este extrem de mic. În consecință, rezistivitatea acestor substanțe este foarte mare pentru scopurile practice.

În mod obișnuit, în dispozitivele semiconductoare se folosește un alt tip de conductibilitate, numită *extrinsecă*, provocată prin adăugarea unor mici cantități de adaosuri, adică substanțe străine, care formează de fapt niște impurități pentru semiconductorul respectiv. Dacă atomii acestor adaosuri pot să cedeze cu ușurință electroni, cum este cazul adaosurilor de stibiu sau de arsen la cristalul de germaniu, atunci numărul de electroni va fi preponderent față de cel de goluri, și în acest caz electronii vor constitui purtătorii majoritari de sarcini electrice. O astfel de conductibilitate prin sarcini electrice negative se numește conductibilitate de tip *n*. Adaosurile care cedează electroni se numesc *donori*. Chiar o foarte mică cantitate de adaosuri poate spori simțitor conductibilitatea electrică a substanței semiconductoare de bază.

Dacă adaosurile, în loc să cedeze electroni, au tendința să-i capteze, atunci în semiconductorul de bază apare un surplus de goluri, iar conductibilitatea electrică se realizează cu precădere cu ajutorul acestor goluri care se comportă ca niște sarcini electrice pozitive. În acest caz, golurile vor constitui purtătorii majoritari de sarcini electrice, iar conductibilitatea prin sarcini electrice pozitive se numește conductibilitate de tip *p*. Astfel de adaosuri sînt, de exemplu, cele de indiu sau de aluminiu și poartă numele de *acceptori*.

Trebuie subliniat faptul că nu există în practică un semiconductor care să prezinte o conductibilitate exclusivă prin electroni sau prin goluri. Orice semiconductor prezintă atît o conductibilitate de un tip cît și de celălalt, dar una din ele poate să predomină. Purtătorii corespunzători de sarcini sînt în acest caz majoritari, iar purtătorii de tip opus constituie purtători minoritari de sarcini. Dozarea corectă a cantității de adaosuri la semiconductorul de bază este foarte importantă și trebuie făcută cu foarte

multă precizie. Tocmai acest lucru ridică dificultăți importante în tehnologia de fabricație a dispozitivelor semiconductoare.

Dacă, de obicei, conductibilitatea prin electroni este mai ușor de înțeles, întrucât ea este specifică substanțelor metalice, conductibilitatea prin goluri pare mai ciudată și înțelegerea ei ridică de obicei oarecare dificultăți. Pentru a înțelege mai bine cum are loc conductibilitatea electrică prin goluri, să ne imaginăm următorul exemplu: într-o sală de spectacol, un spectator din primul rând de bănci pleacă; locul rămas liber — gol — poate fi ocupat de un spectator din rândul al doilea, care lasă, la rândul său, un nou loc liber; acesta poate fi ocupat de un spectator din rândul următor și așa mai departe, pînă cînd locul liber apare în ultimul rând de bănci. Lucrurile se petrec deci ca și cum locul liber s-ar fi deplasat pînă în fundul sălii. Evident, acest loc s-ar fi putut ocupa direct de un spectator care ar veni din ultimul rând de bănci. Dar lucrul acesta nu se întîmplă de obicei. Deplasarea spectatorilor și a locului liber au loc în sensuri opuse, întocmai ca și deplasarea electronilor și a golurilor.

În fig. 5.3 este reprezentată schematic configurația care se obține dacă se adaugă, de exemplu, o mică cantitate de stibiu unui corp de bază de germaniu. Atomul de stibiu are pe ultima orbită cinci electroni; patru din aceștia se

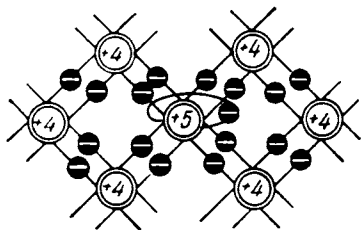


Fig. 5.3. Structura germaniului cu adaos de tip n .

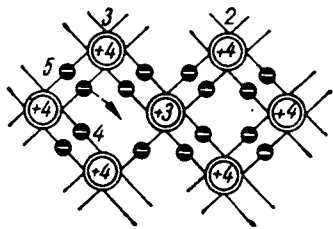


Fig. 5.4. Structura germaniului cu adaos de tip p .

încadrează în legăturile de covalență cu atomii vecini de germaniu, întocmai ca în cazul germaniului pur, iar al cincilea electron este foarte slab legat de rețeaua atomică, putîndu-se desprinde ușor de ea. Acest electron se com-

portă aproape ca un electron liber dintr-un metal, dînd naștere la conductibilitate bună a semiconductorului.

În mod similar se petrec lucrurile dacă se adaugă, de exemplu, o mică cantitate de indiu la un semiconductor de germaniu. Atomul de indiu are trei electroni pe ultima orbită; în locul celui de al patrulea electron — care lipsește pentru a completa legătura de covalență descrisă mai sus — rămîne un gol. Acest gol poate fi ocupat de un electron de la un atom vecin, care lasă din nou un gol în locul său etc. (fig. 5.4).

5.3. DIODA SEMICONDUCTOARE

Dioda semiconductoră realizează o funcțiune asemănătoare cu aceea a diodei cu vid; avînd o rezistență foarte mică pentru un anumit sens al curentului (sensul „direct”) și o rezistență foarte mare pentru celălalt sens al curentului (sensul „invers”), lucrează ca o supapă, care permite practic trecerea curentului în circuit numai într-un singur sens.

Dioda semiconductoră este formată, în esență din reunirea unui semiconductor de tip n cu un semiconductor de tip p . La *joncțiunea* (suprafața de contact) a celor două corpuri semiconductoră se petrec fenomene care au ca rezultat tocmai proprietatea de conductibilitate unilaterală, menționată anterior. Pentru înțelegerea funcționării diodelor semiconductoră este necesar să examinăm mai întii aceste fenomene.

5.3.1. JONCȚIUNEA pn

În fig. 5.5, *a* sînt reprezentate două plăci semiconductoră (de exemplu de germaniu), una de tip p și una de tip n . Așa cum s-a arătat, în placa de tip p se află sarcini negative imobile, un număr mare de purtători majoritari, în acest caz goluri, și un număr mic de purtători minoritari, în acest caz electroni. În placa de tip n se găsesc sarcini pozitive imobile, un număr mare de electroni și un număr mic de goluri.

Prin realizarea contactului dintre cele două plăci (fig. 5.5, *b*) în zona de joncțiune pn se produce o *recombinare** a electronilor și a golurilor, datorită difuziei (pătrunderii neregulate) golurilor din regiunea p în regiunea n și a electronilor din regiunea n în regiunea p .

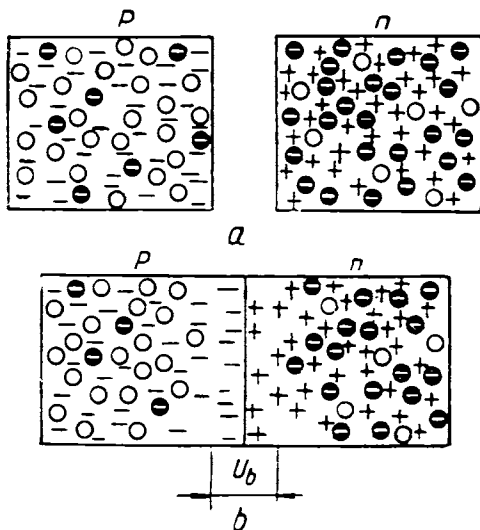


Fig. 5.5. Ansamblu de două semiconductoare, unul de tip p și altul de tip n :

a — înainte de realizarea contactului dintre ele; *b* — după realizarea contactului și formarea unei joncțiuni pn ;

Ca rezultat al recombinării, în zona joncțiunii rămân numai sarcini imobile, care crează o diferență de potențial U_b ; această diferență de potențial, numită și *barieră de potențial*, împiedică pătrunderea altor purtători majoritari — goluri din regiunea p și electroni din regiunea n — în zona joncțiunii pn . Din această cauză zona joncțiunii pn se mai numește *strat de baraj*.

* Prin recombinare se înțelege reunirea unei particule (ion) pozitive cu o particulă (ion) negativă, formind un atom neutru din punct de vedere electric. În cazul semiconductoarelor, recombinarea înseamnă, de fapt, „ocuparea” golurilor de către electroni, proces care duce la dispariția atât a electronilor liberi cit și a golurilor libere.

Dacă diodei semiconductoare, formate — așa cum am mai amintit — prin reunirea semiconductoarelor de tip p și de tip n , îi aplicăm o tensiune de la o sursă exterioară, în sensul indicat în fig. 5.6, *a*, purtătorii majoritari se vor depărta și mai mult de suprafața de joncțiune. Această

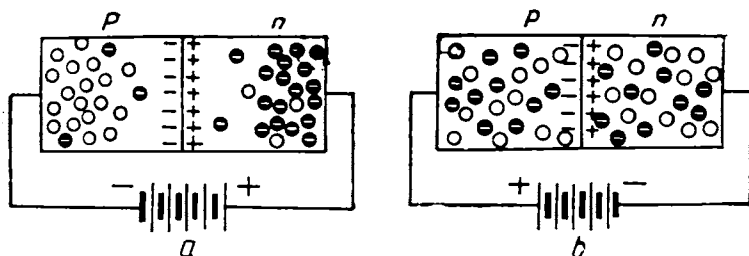


Fig. 5.6. Diodă semiconductoare:

a — polarizată în sens invers; *b* — polarizată în sens direct.

tensiune acționează deci în același sens ca și bariera de potențial. Se observă că în aceste condiții purtătorii majoritari nu pot trece de la o placă la alta și curentul prin diodă va fi foarte mic. Acest curent rezidual, determinat de puținii purtători minoritari, este aproape independent de tensiunea aplicată.

Dacă se inversează polaritatea tensiunii aplicate, așa cum se arată în fig. 5.6, *b* atunci, sub acțiunea acestei acțiuni, toți purtătorii majoritari se vor deplasa către joncțiunea pn : golurile din regiunea p se vor deplasa în sensul câmpului electric creat, iar electronii din regiunea n se vor deplasa în sensul contrar. În zona joncțiunii electronii și golurile se recombina, iar bariera de potențial practic dispare, fiind compensată de tensiunea aplicată din exterior. Deoarece numărul purtătorilor majoritari este relativ mare, curentul care rezultă prin diodă va putea fi oricât de intens, funcție de tensiunea aplicată. În condiții obișnuite se va obține un curent apreciabil chiar la tensiunii aplicate destul de mici. Dacă luăm în considerare întregul circuit, se poate observa clar drumul electronilor: de la minusul bateriei electronii se deplasează către regiunea n , unde înlocuiesc purtătorii majoritari (electroni) „plecați” spre regiunea n ;

alți electroni eliberați în regiunea n , se deplasează spre stînga și ajung la plusul bateriei.

În concluzie, dioda se comportă în două moduri complet diferite, după polaritatea tensiunii aplicate. Dacă plusul tensiunii este aplicat la regiunea p a diodei, rezistența diodei este mică; acesta este *sensul direct* de conducție al diodei. Dacă plusul tensiunii este aplicat la regiunea n a diodei, rezistența diodei este mare; acesta este *sensul invers* de conducție al diodei.

5.3.2. CONSTRUCȚIA DIODELOR SEMICONDUCTOARE

Diodele semiconductoare folosesc proprietatea analizată mai sus a joncțiunii pn .

După modul constructiv de realizare, diodele semiconductoare pot fi de două tipuri: diode cu joncțiune și diode

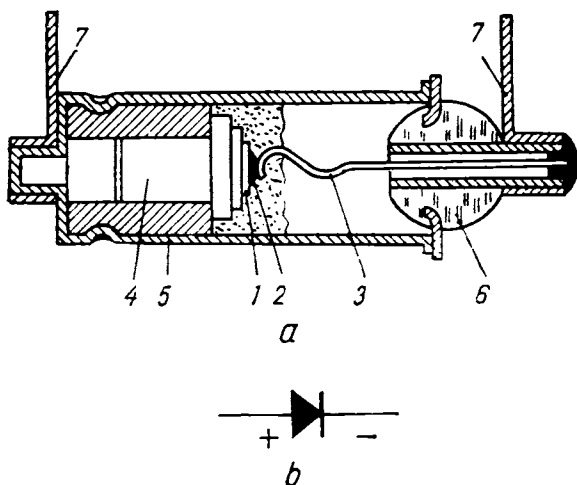


Fig. 5.7. Diodă cu joncțiune:

a — construcție; b — reprezentare; 1 — germaniu; 2 — indiu; 3, 4 — conductoare de legătură; 5 — capsulă; 6 — izolator; 7 — conexiuni.

cu contact punctiform. Ambele tipuri de diode folosesc joncțiuni pn , cu deosebirea că la primul tip suprafața acestei

joncțiunii este relativ mare și permite trecerea în sens direct a unor curenți de valori importante, dar prezintă în schimb o capacitate relativ mare, iar la diodele cu contact punctiform suprafața acestei joncțiunii este relativ mică și limitează valoarea curentului la valori foarte mici, dar prezintă avantajul unor capacități reduse.

Din punct de vedere al substanței semiconductoare folosite în construcția diodelor, se disting: diode cu germaniu și diode cu siliciu. În mod obișnuit diodele cu siliciu suportă tensiuni mai mari decât cele cu germaniu. O serie întreagă de alte dispozitive semiconductoare pot fi încadrate în categoria diodelor, printre acestea numărându-se elementele de redresare cu seleniu sau cu cuproxid. Și aceste elemente funcționează pe baza fenomenelor ce apar la o joncțiune pn .

În fig. 5.7 se prezintă desenul constructiv al unei diode cu joncțiune, alături de reprezentarea simbolică.

În această diodă un cristal de germaniu cu conductibilitatea de tip n este fixat pe unul din electrozii care formează și corpul diodei. Pe fața opusă a cristalului de germaniu

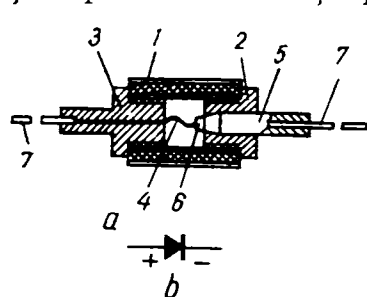


Fig. 5.8. Diodă cu contact punctiform:

a - construcție; b - reprezentare;
1 - corp (de sticlă, ceramic sau de alt material); 2, 3 - capace metalice; 4 - sîrmă; 5 - suport; 6 - germaniu; 7 - conexiuni.

se găsește o regiune cu impurități de indiu care crează o conductibilitate de tip p . Acestei regiuni i se fixează un electrod care trece printr-un izolator de sticlă.

În fig. 5.8 se prezintă desenul constructiv și prezentarea simbolică a unei diode cu contact punctiform.

În acest caz un cristal de germaniu cu conductibilitate de tip n și suprafața foarte mică (aproximativ 1 mm^2) este fixat la unul din electrozi. Pe acest cristal se sprijină un fir de wolfram foarte ascuțit, în jurul zorei de contact cu germaniul creîndu-se în procesul inițial de formare a diodei o zonă de conductibilitate de tip p . Acest fir este legat la celălalt electrod. Pentru protecție, întregul ansamblu este introdus într-o carcasă de sticlă sau de material ceramic.

5.3.3. CARACTERISTICILE ȘI PARAMETRII DIODELOR SEMICONDUCTOARE

Caracteristicile diodelor semiconductoare caracterizează comportarea acestor elemente întocmai ca și caracteristicile diodelor cu vid. Ele indică dependența curentului ce trece prin diodă în funcție de tensiunea aplicată acesteia. O caracteristică tipică de diodă semiconductoare este indicată în fig. 5.9. Se observă că și în acest caz caracteristica este neliniară.

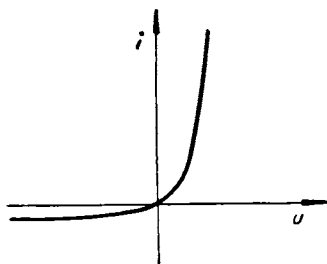


Fig. 5.9. Caracteristică curent-tensiune a unei diode semiconductoare

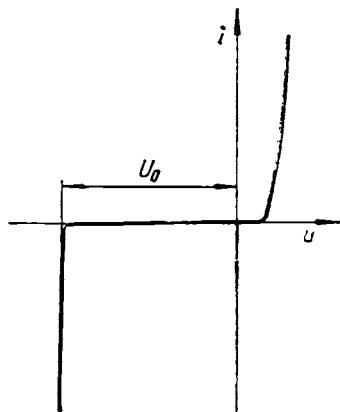


Fig. 5.10. Caracteristica unei diode Zener.

Spre deosebire de caracteristicile diodelor cu vid, caracteristicile diodelor semiconductoare pun în evidență prezența unui curent de sens invers diferit de zero, care prezintă de cele mai multe ori un inconvenient al diodelor semiconductoare. De asemenea, trebuie subliniat faptul că aceste caracteristici sînt mult influențate de temperatură.

Există și situații în care prezența curentului electric invers poate deveni utilă. Acesta este cazul așa numitelor diode Zener, a căror caracteristică are aspectul tipic din fig. 5.10. După cum se vede din fig. 5.10, la o anumită valoare a tensiunii inverse curentul invers variază în limite foarte largi la o tensiune practic constantă. Această alură a caracteristicii se explică printr-un proces de generare în avalanșă a perechilor de purtători minoritari la valoarea

respectivă a tensiunii. Datorită acestei caracteristici, diodele Zener, se pot folosi pentru stabilizarea tensiunii (vezi și § 5.5.1).

Parametrii caracteristici ai diodelor semiconductoare pot fi definiți similar diodelor cu vid. Așa cum s-a arătat, rezistența în sens direct este foarte mică, iar rezistența în sens invers, foarte mare. Un parametru caracteristic diodelor semiconductoare este tocmai raportul dintre rezistența în sens invers și rezistența în sens direct. O diodă este cu atât mai bună cu cât acest raport este mai mare.

5.4. TRANZISTORUL

Tranzistorul este un dispozitiv semiconductor cu trei electrozi, putând îndeplini funcțiuni similare triodei.

La baza funcționării tranzistorului stau de asemenea proprietățile joncțiunii pn analizate anterior. Tranzistorul

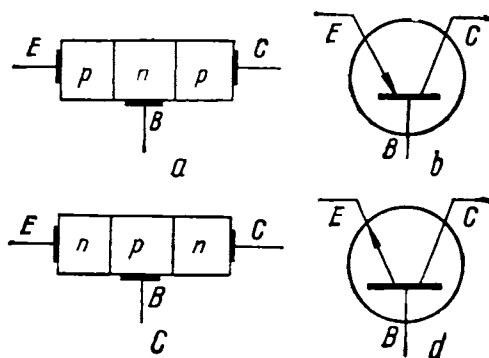


Fig. 5.11. Tipuri de tranzistoare și reprezentarea lor:

a — tranzistor pnp ; b — reprezentarea lui; c — tranzistor npn ; d — reprezentarea lui.

este format în esență din trei corpuri semiconductoare, având două suprafețe de contact (joncțiuni) între ele; cele două corpuri de la extremități au conductibilitatea de același tip, pe când corpul mijlociu are conductibilitatea de tip

contrar. Regiunea centrală se numește *bază*, iar regiunile extreme se numesc *emitor* și *colector*.

Există două tipuri de tranzistoare. Tranzistoarele *pnp* au o bază cu conductibilitatea de tip *n*, iar emitorul și colectorul cu conductibilitatea de tip *p*. Tranzistoarele *npn* au baza de tip *p* și ceilalți doi electrozi de tip *n*.

În fig. 5.11 sînt arătate cele două tipuri de tranzistoare, cu reprezentarea lor simbolică.

5.4.1. PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE AL TRANZISTORULUI

Pentru funcționarea normală a tranzistorului, baza trebuie să aibă un potențial intermediar între cel al emitorului și cel al colectorului. Această alimentare se poate realiza cu ajutorul a două baterii, ca în fig. 5.12 (s-a considerat un tranzistor *pnp*; funcționarea tranzistoarelor *npn* este similară și poate fi înțeleasă ușor prin extinderea celor ce urmează, referitoare la tranzistoarele *pnp*).

Din cele arătate la § 5.3.1. rezultă că dacă ambele întreruptoare K_1 și K_2 sînt deschise, la cele două joncțiuni se vor afla sarcini imobile, cu semnele din figură. La închiderea întreruptorului K_1 în circuitul $+U_E-E-B-O$ (U_E) va circula un curent intens, deoarece joncțiunea emitor-bază va fi polarizată în sens direct. Trebuie observat că, în cursul fabricării tranzistoarelor, alegînd în mod corespunzător concentrația impurităților în materialul semiconductor, se asigură o concentrație importantă a golurilor în zona emitorului și o concentrație mică a electronilor în zona bazei. Datorită acestui fapt, curentul în circuitul emitor — bază este datorit în special golurilor care trec din emitor în bază, numărul electronilor circulînd dinspre bază spre emitor fiind mic.

Dacă se deschide întreruptorul K_1 și se închide K_2 , curentul prin circuitul astfel constituit $+U_C-O-B-C- -R_B-(-U_C)$ va fi foarte mic, deoarece joncțiunea bază-colector este polarizată invers (plusul bateriei este aplicat pe regiunea *n*).

Închizînd acum ambele întreruptoare K_1 și K_2 , în aparență situația ar trebui să rămînă aceeași: curent mare între emitor-bază și curent mic între bază-colector. În realitate,

fenomenele sînt mai complexe, datorită faptului că, prin construcție, baza este realizată ca un strat foarte subțire, de $5 \cdots 20 \mu\text{m}$ (micrometri, adică miimi de milimetru). În acest fel, majoritatea golurilor care trec din emitor în bază nu se opresc aici, ci „difuzează” spre colector, suprafața bază-colector nemai putînd juca rolul de strat de baraj. Doar o mică parte din golurile care vin de la emitor se recombinau cu electronii din bază, iar o altă mică parte se închid în circuitul emitor bază prin conductorul $O-B$. Aproximativ 92–99% din numărul total de goluri provenite de la emitor trec în colector, formînd curentul de colector I_C , care se închide în circuitul format din cele două baterii, cele trei straturi ale tranzistorului și rezistența de sarcină R_s .

Se constată experimental că curentul de colector I_C este proporțional cu curentul de emitor I_E . Se poate scrie deci

$$I_C = \alpha I_E,$$

unde α se numește *factor de amplificare în curent*. La tranzistoarele folosite azi α are valori cuprinse între 0,92 și 0,995.

Rezultă că valoarea curentului I_C nu depinde practic de tensiunea de colector U_C și de rezistența R_s , fiind determi-

nată aproape în întregime de curentul de emitor I_E , care la rîndul lui depinde de tensiunea de emitor U_E . Modificînd valoarea tensiunii U_E , se poate comanda curentul I_C .

Funcționarea tranzistorului *npn* se poate explica la fel, înlocuind golurile cu electroni și in-

vers. La aceste tranzistoare sursele de alimentare și curenții au sensuri contrare celor reprezentate în fig. 5.12.

Se poate vedea că există o oarecare analogie între funcționarea tranzistorului și aceea a triodei cu vid. Emitorul, care „injectează” purtători de sarcină (goluri) în bază, poate fi asemănat cu catodul. Colectorul, care „adună” (colectează) purtătorii de sarcină veniți de la emitor, poate fi asemănat

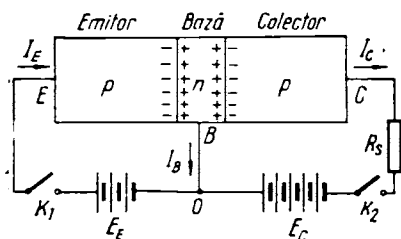


Fig. 5.12. Principiul de funcționare a tranzistorului.

cu anodul. În sfârșit, baza, al cărei potențial în raport cu emitorul comandă curentul de colector, este analogă grilei de la triodă. Figura 5.13 ilustrează această analogie.

Totuși, această analogie nu trebuie dusă prea departe. Există și unele deosebiri esențiale între comportarea tranzistorului

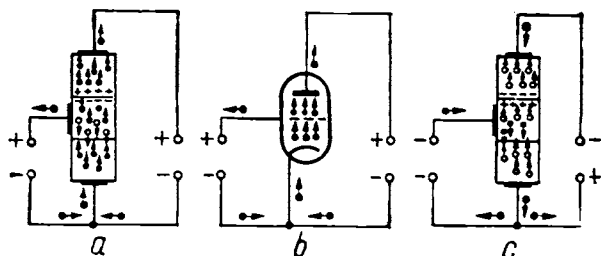


Fig. 5.13. Purtători de sarcină în tranzistoare și în trioda cu vid:

a — tranzistor *n-p-n*; b — triodă; c — tranzistor *p-n-p*.

și cea a triodei. De exemplu, tranzistorul nu poate funcționa cu curent zero în circuitul emitor-bază, pe când la triodă curentul în circuitul catod-grilă este, în mod normal, egal practic cu zero. Din această cauză, și circuitele fundamentale de amplificare, generare etc. cu tranzistoare diferă într-o măsură oarecare de circuitele corespunzătoare cu tuburi electronice.

5.4.2. CONSTRUCȚIA TRANZISTOARELOR

Tranzistoarele, ca și diodele semiconductoare, pot fi cu joncțiuni sau cu contacte punctiforme. Azi tranzistoarele cu contacte punctiforme nu se mai folosesc.

Tranzistoarele cu joncțiuni se realizează folosind ca semiconductor de bază germaniul sau siliciul (tranzistoarele cu siliciu au în general performanțe superioare celor cu germaniu, dar tehnologia de fabricație a lor este mai puțin simplă).

Pentru obținerea unor tranzistoare de calitate, procesul tehnologic de fabricație al acestora are un rol hotărâtor. Formarea joncțiunilor tranzistoarelor se poate asigura prin mai multe procedee. Tipul cel mai răspândit îl constituie

tranzistoarele *aliare*, la care, pentru obținerea joncțiunilor pn , în plăcuță semiconductoră se face o lipire prin topire (aliere) a unor alte substanțe, de exemplu indiu. În fig. 5.14 este ilustrat, schematic, acest principiu.

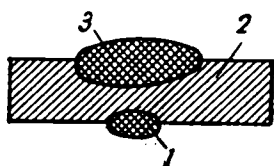


Fig. 5.14. Principiul de construcție a tranzistoarelor de aliere

1 — indiu (emitor); 2 — germaniu de tip n (bază); 3 — indiu (colector).

De o parte și de alta a plăcuței semiconductoră de bază (de tip n) se fixează câte o bilă de indiu, care constituie impurități de tip p . Ansamblul este încălzit la o temperatură apropiată de temperatura de topire a indiului, în atmosferă neutră (azot sau hidrogen). Prin topire indiul pătrunde în rețeaua cristalină a semiconductorului, astfel încât după răcire apar, sub perlele de indiu, zone de semiconductor recristalizat de tip p .

Un alt tip de tranzistoare îl constituie tranzistoarele *cu barieră de suprafață*. La aceste tranzistoare o plăcuță subțire de germaniu, care constituie baza, este subțiată printr-un procedeu electrochimic în regiunea centrală până la grosimi de ordinul micrometrilor. Pe cele două fețe se dispun straturi subțiri de metal, de exemplu de indiu. La suprafața de contact cu baza se formează joncțiuni de tip pn și barierele corespunzătoare de potențial. Aceste tranzistoare se caracterizează prin capacități mici, prin inerție redusă și deci prin posibilitatea de a fi utilizate la frecvențe înalte.

O altă metodă de fabricare a tranzistoarelor este metoda *difuziei*. Plăcuțele tăiate din cristalul semiconductor de bază sunt introduse într-un cuptor, în atmosferă care conține impurități. Moleculele de gaz pătrund, prin suprafața plăcuței, în interiorul semiconductorului, la o adâncime care este funcție de concentrația impurităților în atmosferă, de temperatură și de timpul de expunere. În cursul acestui proces grosimea stratului de difuzie poate fi controlată cu precizie, putându-se realiza caracteristicile dorite ale tranzistorului. Tranzistoarele de difuzie sunt, în general, superioare celor de aliere, putând fi folosite la frecvențe mai înalte.

Metoda difuziei este utilizată în tehnologia *mesa* și *planară* de fabricare a tranzistoarelor. Procesul caracteristic tehnologiei mesa este înlăturarea prin corodare chimică

a unei porțiuni din semiconductorul dispozitivului pentru obținerea unor capacități parazite cât mai mici. Tehnologia planară utilizează proprietatea bioxidului de siliciu de a împiedica pătrunderea în semiconductor a atomilor de impurități cu care se realizează procesul de difuzie. Cu ajutorul tehnicii de mascare cu bioxid de siliciu (SiO_2) se formează regiunile de bază și de emitor într-o plăcuță de siliciu, care reprezintă colectorul viitorului tranzistor.

În ultimul timp tehnologia planară se combină cu metoda creșterii epitaxiale, realizându-se astfel tranzistoarele planar-epitaxiale, utilizate în special în regim de comutație. Prin creșterea epitaxială se înțelege procesul de formare a unui strat de siliciu monocristalin pe o plăcuță de siliciu cu ajutorul unei reacții chimice în fază gazoasă.

În fig. 5.15 este arătată, ca exemplu, construcția unui tranzistor cu germaniu (de aliere).

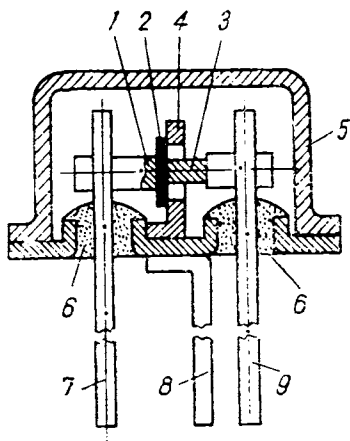


Fig. 5.15. Construcția unui tranzistor:

1 – colector (indiu); 2 – bază (cristal de germaniu); 3 – emitor (indiu); 4 – suportul cristalului; 5 – capsulă metalică; 6 – izolatoare de sticlă; 7 – conexiunea colectorului; 8 – conexiunea bazei; 9 – conexiunea emitorului (dimensiunile reale sînt de aproximativ 5 ori mai mici decît cele din desen).

5.4.3. CARACTERISTICILE TRANZISTOARELOR

Ca și la triodă, caracteristicile tranzistoarelor sînt reprezentări grafice ale dependenței dintre curenți și tensiuni. Deoarece la tranzistor avem șase mărimi caracteristice: trei curenți I_E , I_B , I_C și trei tensiuni U_{BE} , U_{CB} , U_{CE} (tensiunile bază-emitor, colector-bază, colector emitor), se pot trasa foarte multe caracteristici, reprezentînd una din aceste mărimi în funcție de alta, restul rămînînd constante.

Practic se folosesc în special două categorii de caracteristici: unele referitoare la circuitul de intrare (circuitul emitor-bază, în cazul conectării tranzistorului ca în fig. 5.12)

și altele referitoare la circuitul de ieșire (circuitul colector-bază la aceeași conectare a tranzistorului*). Caracteristicile de

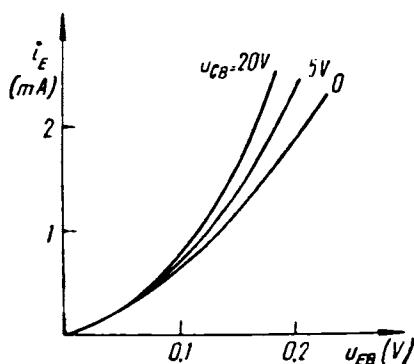


Fig. 5.16. Caracteristici de intrare ale unui tranzistor.

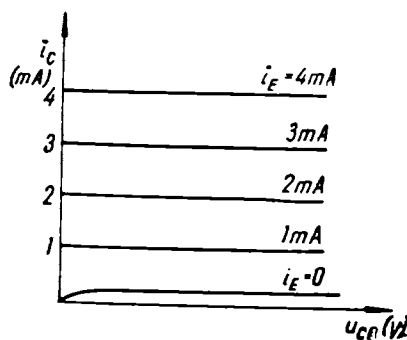


Fig. 5.17. Caracteristici de ieșire ale unui tranzistor.

intrare (fig. 5.16) ilustrează dependența curentului de emitor i_E de tensiunea emitor-bază U_{EB} pentru diverse tensiuni dintre colector și bază u_{CB} . Caracteristicile sînt similare caracteristicii unei diode și corespund joncțiunii emitor-bază. Valoarea tensiunii dintre colector și bază influențează foarte puțin aceste caracteristici, întrucît cîmpul electric generat de tensiunea de colector în montajul cu baza comună este practic în întregime concentrat pe joncțiunea bază-colector și nu pătrunde în adîncimea emitorului.

În fig. 5.17 sînt indicate caracteristicile de ieșire, adică dependența curentului de colector i_C de tensiunea dintre colector și bază u_{CB} . Aceste caracteristici se prezintă sub forma unor

drepte paralele echidistante pentru diverse valori ale curentului de emitor i_E . La creșterea curentului de emi-

* Conectarea tranzistorului ca în fig. 5.12 se mai numește în montaj cu *baza comună*, deoarece baza face parte atît din circuitul de intrare, cît și din circuitul de ieșire. Se va vedea într-un capitol următor că tranzistorul poate fi conectat și în alte montaje: cu *emitorul comun*, respectiv cu *colectorul comun*. Caracteristicile date aici se referă la montajul cu *bază comună*.

tor apare o creștere corespunzătoare a curentului de colector, practic egală cu valoarea curentului de emitor. Caracteristica corespunzătoare a curentului de emitor zero pleacă din origine și se prezintă apoi ca o dreaptă paralelă cu axa tensiunilor, la o mică distanță de axă. Valoarea corespunzătoare a curentului de colector reprezintă curentul invers al joncțiunii colector-bază și constituie un parametru caracteristic al tranzistorului. Acest curent se notează cu I_{c0} și se numește uneori *curent de saturație*, întrucât el corespunde trecerii tuturor purtătorilor minoritari de sarcină prin joncțiunea colectorului, în absența curentului de emitor. La schimbarea polarității tensiunii de colector valoarea curentului scade, trece prin zero și apoi crește repede în sens opus, întrucât în această situație joncțiunea bază colector este polarizată direct. Curentul de emitor are influență foarte redusă în această situație și niciodată nu se lucrează în această porțiune a caracteristicii, întrucât există pericolul distrugerii tranzistorului prin depășirea valorii admisibile a curentului de colector. Acest fenomen poate să survină în mod accidental la inversarea, din greșală, a tensiunii de alimentare a circuitelor de colector dintr-un montaj cu tranzistoare. Într-o asemenea situație, de regulă, tranzistoarele se vor distruge.

Pentru tranzistoare se mai indică uneori și alte tipuri de caracteristici, de exemplu dependența curentului de colector de tensiunea colector-emitor la diverse valori ale tensiunii dintre bază și emitor. Aceste caracteristici sînt corespunzătoare caracteristicilor de grilă ale tuburilor electronice. În mod obișnuit, în cataloagele de tranzistoare se indică o familie completă de caracteristici, așa cum se arată în fig. 5.18. Pe aceste caracteristici se precizează, de obicei, și sensurile tensiunilor și curenților, conform unei convenții prealabile, care, de cele mai multe ori, este următoarea: se consideră pozitive tensiunile care au punctul de minus la electrodul comun și punctul de plus la bornele de intrare, respectiv de ieșire. Pentru curenți se consideră ca sens pozitiv sensul de intrare către tranzistor în circuitul de intrare și respectiv sensul de ieșire din tranzistor în circuitul de ieșire. În fig. 5.18 s-au folosit aceste convenții; tensiunile care coincid cu sensurile po-

zitive apar cu semnul $+$, iar tensiunile opuse sensului pozitiv apar cu semnul $-$. Același lucru este valabil și pentru curenți.

Ca și pentru tuburile electronice, în cazul tranzistoarelor este utilizabilă o anumită regiune din planul caracteristi-

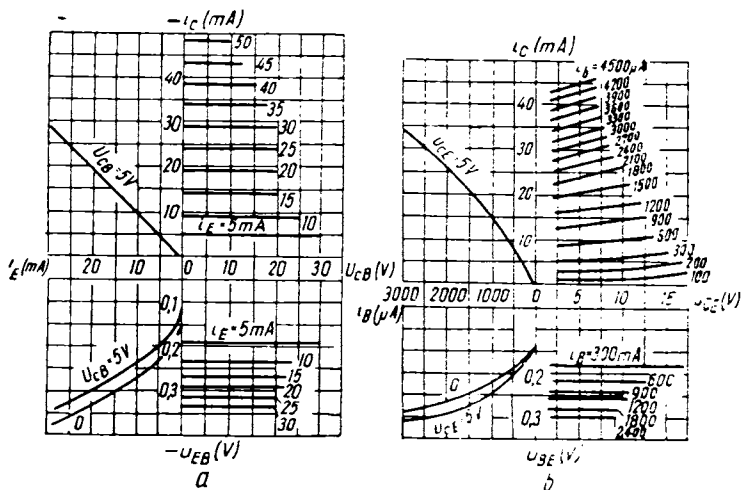


Fig. 5.18. Exemplu de caracteristici ale unui tranzistor de tip npn: a – în conexiune cu bază comună; b – în conexiune cu emitor comun.

cilor. De exemplu, în fig. 5.19 se indică limitările care apar în cazul unei familii de caracteristici de ieșire. Regiunea utilă este limitată superior printr-o dreaptă corespunzătoare valorii maxime a curentului de colector, printr-o curbă corespunzătoare puterii maxime admisibile disipate pe joncțiunea colectorului și printr-o dreaptă verticală corespunzătoare tensiunii maxime ce se poate aplica aceleiași joncțiuni. Inferior regiunea utilă este limitată de valoarea curentului rezidual.

Dacă se depășește una din valorile maxime indicate mai sus, apar, de obicei, fenomene care conduc la distrugerea tranzistorului. De exemplu, dacă se depășește valoarea puterii disipate, acest lucru conduce la încălzirea tranzistorului, ceea ce duce la o creștere a curentului de

colector chiar dacă tensiunea aplicată se menține neschimbată. La rândul său, această creștere a curentului de colector provoacă o încălzire suplimentară a tranzistorului și fenomenul evoluează în avalanșă — ducând la distrugerea tranzistorului. Acest fenomen poartă numele de *ambalare termică* a tranzistorului. Pentru evitarea lui trebuie asigurate condițiile de răcire normală a tranzistorului, și în acest scop tranzistoarele de putere mare sînt prevăzute cu radiatoare termice speciale. Sub nici un motiv nu trebuie folosit un astfel de tranzistor fără radiatorul corespunzător, întrucît acest lucru ar conduce la încălzirea excesivă a tranzistorului chiar la puteri mai mici decît puterea nominală de disipație.

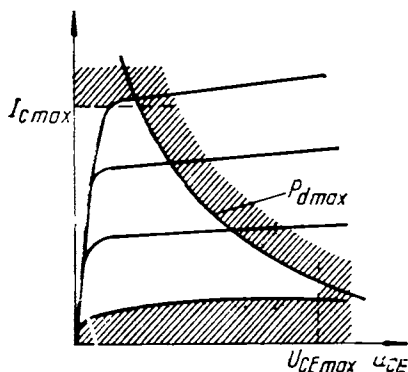


Fig. 5.19. Regiunea în care poate fi ales punctul de funcționare (mediu) al unui tranzistor.

5.4.4. PARAMETRII TRANZISTOARELOR

În cazul tranzistoarelor se pot defini o serie întreagă de parametri caracteristici, în funcție de circuitul considerat și de schema de concentrare a tranzistorului. În cele ce urmează se vor nota cu indicele **1** mărimile de intrare (tensiuni sau curenți) și cu indicele **2** mărimile corespunzătoare de ieșire. Cu aceste notații se pot defini mai multe grupuri de parametri. Aceste grupuri de parametri sînt, de exemplu, rezistențe, conductanțe și parametri hibridi.

Pentru grupul *rezistențelor* se pot defini și se pot calcula cu ajutorul caracteristicilor statice următorii parametrii:

$$r_{11} = \frac{u_1}{i_1} \text{ pentru } i_2 = 0,$$

care reprezintă rezistența circuitului de

intrare a tranzistorului cînd circuitul de ieşire este deschis;

$$r_{22} = \frac{u_2}{i_2} \text{ pentru } i_1 = 0,$$

care reprezintă rezistenţa circuitului de ieşire cînd circuitul de intrare este deschis;

$$r_{12} = \frac{u_1}{i_2} \text{ pentru } i_1 = 0,$$

care reprezintă rezistenţa de reacţie;

$$r_{21} = \frac{u_2}{i_1} \text{ pentru } i_2 = 0,$$

care reprezintă rezistenţa de amplificare. În aceste relaţii u_1 , u_2 precum şi i_1 şi i_2 reprezintă variaţii ale tensiunilor şi curenţilor respectivi.

În mod similar se pot defini grupuri de parametri corespunzători unor conductanţe

$$g_{11} = \frac{i_1}{u_1} \text{ pentru } u_2 = 0,$$

care reprezintă conductanţa circuitului de intrare cînd circuitul de ieşire este în scurtcircuit;

$$g_{22} = \frac{i_2}{u_2} \text{ pentru } u_1 = 0,$$

care reprezintă conductanţa circuitului de ieşire cînd circuitul de intrare se găseşte în scurtcircuit:

$$g_{12} = \frac{i_1}{u_2} \text{ pentru } u_1 = 0,$$

care reprezintă conductanţa de reacţie;

$$g_{21} = \frac{i_2}{u_1} \text{ pentru } u_2 = 0,$$

care reprezintă conductanţa de transfer de la intrare la ieşire pentru circuitul de ieşire în scurtcircuit.

Un alt grup de parametri îi constituie *parametrii hibridi*. Acești parametri sînt de naturi diferite, și anume: o rezistență, o conductanță și două mărimi fără dimensiuni, spre deosebire de parametrii precedenți care erau toți de aceeași natură adică rezistențe, respectiv conductanțe. În cazul parametrilor hibridi se pot defini:

$$h_{11} = \frac{u_1}{i_1} \text{ pentru } u_2=0,$$

care reprezintă rezistența de intrare cînd circuitul de ieșire este în scurtcircuit;

$$h_{22} = \frac{i_2}{u_2} \text{ pentru } i_1=0,$$

care reprezintă conductanța de ieșire cînd circuitul de intrare este în gol;

$$h_{12} = \frac{u_1}{u_2} \text{ pentru } i_1=0,$$

care reprezintă coeficientul de reacție de la ieșire la intrare;

$$h_{21} = \frac{i_2}{i_1} \text{ pentru } u_2=0,$$

care reprezintă factorul de amplificare în curent.

Valorile tuturor acestor parametri se pot deduce din caracteristicile statice ale tranzistoarelor, tot așa cum se puteau deduce parametrii tuburilor electronice din caracteristicile respective.

Un rol deosebit îl joacă factorul de amplificare în curent, care se notează cu α și reprezintă raportul dintre variația curentului de colector și variația corespunzătoare a curentului de emitor, la tensiunea constantă dintre colector și emitor. Așa cum s-a arătat, valoarea lui α este puțin mai mică decît unitatea.

5.5. ALTE DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

În afară de diodele semiconductoare și tranzistoare — cele mai răspândite dispozitive semiconductoare — se mai folosesc numeroase alte tipuri de dispozitive semiconductoare, care în general nu au corespondenți în rîndul tuburilor electronice. Aceste dispozitive folosesc diferite proprietăți ale materialelor semiconductoare: sensibilitatea lor la lumină și la variația temperaturii, fenomene de străpungere, efecte speciale ca efectul Gauss, efectul tunel etc.

5.5.1. DIODA ZENER

Dioda Zener sau dioda stabilizatoare se fabrică din siliciu cu un procent mare de impurități, ceea ce îi asigură o rezistivitate mică. În același timp, tensiunea de străpungere, la tensiuni inverse, este relativ mică, de obicei între 5 V și 50 V.

Dacă aplicăm o tensiune inversă diodei Zener și o creștem, pînă la atingerea tensiunii de străpungere U_0 , curentul prin diodă este foarte mic (sub 1 μA). O dată atinsă această tensiune, ea se menține aproape constantă, cu o precizie de ordinul sutimilor de volt, chiar la creșterea curentului invers pînă la zeci sau sute de miliamperi prin diodă, așa cum se vede în fig. 5.10.

Cît timp puterea disipată în diodă, în aceste condiții, nu depășește puterea maximă admisibilă, funcționarea diodei Zener decurge normal, fără vreo modificarea parametrilor ei.

În afară de valoarea U_0 a tensiunii de străpungere, parametrul cel mai important al diodei Zener este *rezistența dinamică* R_d , dată de raportul dintre o variație a tensiunii la bornele diodei și variația corespunzătoare a curentului prin diodă:

$$R_d = \frac{\Delta U}{\Delta I}.$$

Rezistența dinamică a diodei Zener este un indicator de calitate al ei, fiind de dorit să aibă o valoare cît mai mică. Valorile uzuale sînt de ordinul 1...30 Ω .

Dioda Zener se folosește pentru asigurarea unei tensiuni constante (stabilizarea tensiunii) la bornele unui circuit alimentat prin intermediul ei.

5.5.2. DIODA TUNEL

Dioda tunel se aseamănă constructiv cu diodele semiconductor obșnuite. Ea se fabrică însă din semiconductoare puternic impurificate cu adaosuri donoare și acceptoare, astfel încât ambele regiuni, cea p și cea n , au o rezistivitate foarte mică. În aceste condiții, lărgimea stratului de baraj din jurul joncțiunii este foarte mică, de obicei sub $10\ \mu\text{m}$; la aplicarea unei tensiuni în sens direct pe diodă, apare un fenomen numit *efect tunel*: purtătorii de sarcină traversează joncțiunea în număr important chiar la tensiuni de sutimi de volt (fig. 5.20).

Se observă că la creșterea tensiunii se obține o valoare maximă a curentului, la o tensiune în jurul lui $0,1\ \text{V}$, apoi curentul scade pînă la o valoare minimă, după care curentul crește din nou, urmînd caracteristica normală a unei diode obșnuite.

Între punctele A și B se întîmplă un fenomen specific: la creșterea tensiunii curentul scade. Se spune că, într-un asemenea caz, dioda are *rezistență dinamică negativă*. În adevăr, la o variație pozitivă a tensiunii (creștere) se produce o variație negativă a curentului (scădere);

raportul acestor variații, egal cu rezistența dinamică a diodei, rezultă negativ. Elementele de circuit cu rezistență negativă reprezintă o importanță deosebită în electronică și în radiotehnică, servind la realizarea unor circuite de comutație, amplificatoare și generatoare de oscilații etc. (v. § 8.1.3).

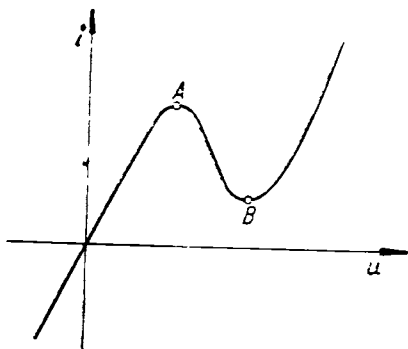


Fig. 5.20. Caracteristici curent-tensiune ale unei diode tunel

5.5.3. DIODA VARICAP

Dioda varicap sau varactorul este o diodă semiconductoră care funcționează cu tensiune inversă, prezentînd între borne o capacitate a cărei valoare depinde de valoarea tensiunii aplicate („capacitate neliniară”). Orice diodă semiconductoră prezintă acest fenomen, dar la dioda varicap, fabricată special în acest scop, se realizează, pe de o parte, un interval larg de variație a capacității, și pe de altă parte, o rezistență foarte mare în paralel cu această capacitate.

Dioda varicap se folosește în diferite circuite, jucînd rolul de capacitate „reglabilă electric”, adică putînd fi variată cu ajutorul unei tensiuni aplicate diodei. De exemplu, ea poate fi utilizată în circuite oscilante, în locul condensatoarelor variabile obișnuite.

5.5.4. TIRISTORUL

Tiristorul este un dispozitiv semiconductor special, cu patru straturi, avînd proprietatea de a trece din stare de conducție în stare de blocare prin simpla aplicare a unui

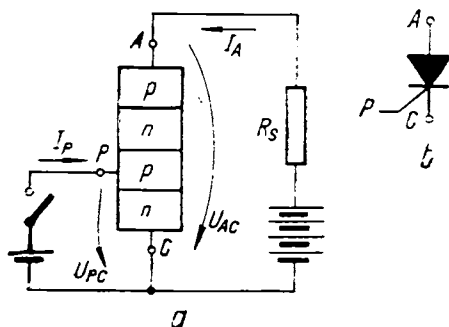


Fig. 5.21. Tiristor:

a — schemă de principiu pentru explicarea funcționării
b — reprezentări uzuale.

scurt impuls. Datorită acestei proprietăți, tiristorul poate fi asemănat cu tiratronul, tubul cu gaz cu trei electrozi.

Cele patru regiuni ale tiristorului sînt, succesiv, de tipul $pnpn$, așa cum se vede în fig. 5.21.

Regiunile extreme joacă rolul de emitor (regiunea n), respectiv de colector (regiunea p). Regiunea centrală p îndeplinește funcția de bază. Denumirile electrozilor tiristorului sînt: anod, catod, poartă.

Funcționarea tiristorului are loc în modul următor. Cînd colectorul se află la un potențial negativ față de emitor, joncțiunile laterale sînt alimentate în sens invers și întregul dispozitiv se comportă ca o diodă polarizată invers. Dacă însă colectorul se găsește la un potențial pozitiv față de emitor, joncțiunea centrală este polarizată invers și tiristorul este blocat; în această situație, dacă mărim tensiunea colector-bază, în joncțiunea centrală se injectează din ce în ce mai mulți purtători minoritari care, lovind, atomii rețelei cristaline, smulg din ce în ce mai mulți purtători liberi suplimentari. Din cauza acestui efect de multiplicare, curentul prin tiristor crește; la o anumită valoare a tensiunii colector-emitor, numită *tensiune de amor-sare*, efectul de multiplicare amintit devine atît de intens încît, prin căderea de tensiune produsă în joncțiunile laterale, polarizarea joncțiunii centrale se inversează și devine

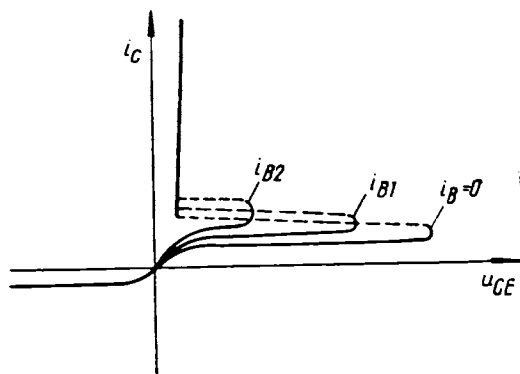


Fig. 5.22. Caracteristici ale tiristorului.

directă. În acest moment, toate joncțiunile fiind alimentate în sens direct, se produce amor-sarea tiristorului, care începe brusc să conducă; tensiunea colector-emitor la bornele tiristorului scade la 1–2 V, iar curentul prin tiristor crește

pînă la valoarea determinată de rezistența de sarcină R_s . Rezultă caracteristica din fig. 5.22, pentru $I_B=0$.

Dacă inițial se conectează în circuitul bazei o sursă care injectează un curent de comandă I_B , multiplicarea purtătorilor liberi în joncțiunea centrală este accelerată și amorsarea tiristorului se produce la o tensiune colector-emitor mai mică; cu cît I_B este mai mare, cu atît tensiunea de amorsare este mai mică. După amorsare, baza nu mai are nici un efect de control; tiristorul revine la starea de blocare numai la micșorarea tensiunii la borne, astfel încît curentul să scadă sub o anumită limită minimă, numită *curent de menținere*.

Amorsarea tiristorului se poate face cu impulsuri foarte scurte, de 10...20 μs , aplicate în circuitul bazei.

Tiristoarele se folosesc în special în circuite de redresoare comandate, curentul redresat putînd fi variat prin defazarea potrivită a tensiunii de comandă. Ele se folosesc de asemenea în circuite de comutație și de reglare.

5.5.5. TERMISTORUL

Termistorul este un dispozitiv semiconductor care folosește proprietatea materialelor semiconductoare de a-și schimba puternic rezistența la variația temperaturii.

În fig. 5.23 este reprezentată dependența de temperatură a rezistenței unui termistor. Coeficientul de temperatură al termistoarelor depinde foarte mult de intervalul de temperatură considerat, el avînd valori mai mari la temperaturi joase; în jurul temperaturii de $+20^\circ C$ valorile uzuale ale acestui coeficient sînt cuprinse între -2 și $-8\%/^\circ C$. Din curba reprezentată în fig. 5.23 se vede că între $-20^\circ C$ și $+120^\circ C$ rezistența termistorului scade de cîteva sute de ori.

Constructiv, termistoarele se realizează sub diferite forme, pentru a putea fi utilizate în condiții variate. În fig. 5.24 sînt arătate cîteva din formele întîlnite cel mai des.

Pe lîngă termistoarele obișnuite, numite „cu încălzire directă”, se mai fabrică termistoare „cu încălzire indirectă”,

prevăzute cu o înfășurare separată de încălzire, realizată din fir metalic. Aceste termistoare au patru borne: două servesc pentru aplicarea curentului de încălzire, iar două sînt extremitățile termistorului propriu-zis.

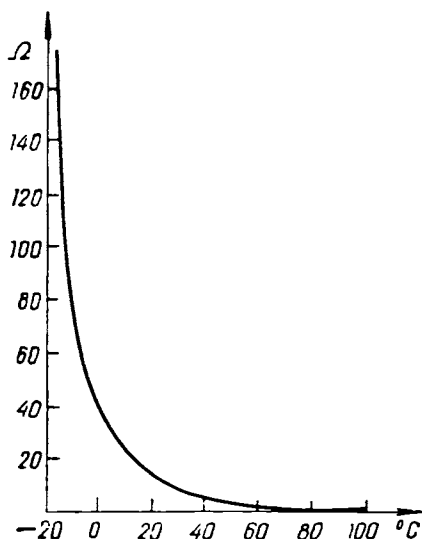
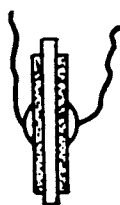
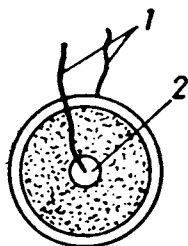


Fig. 5.23. Variația cu temperatura a rezistenței unui termistor.

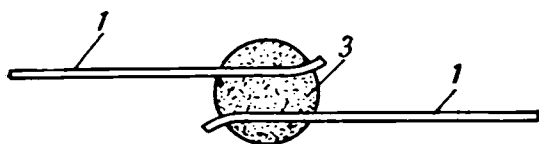
Termistoarele au foarte multe aplicații: măsurarea și reglarea temperaturii, compensarea variației cu temperatura a parametrilor unor elemente de circuit sau circuite, măsurarea puterii la frecvențe înalte, măsurarea vidului, stabilizarea tensiunii, realizarea de relee etc.

5.5.6. FOTODIODA ȘI FOTOTRANZISTORUL

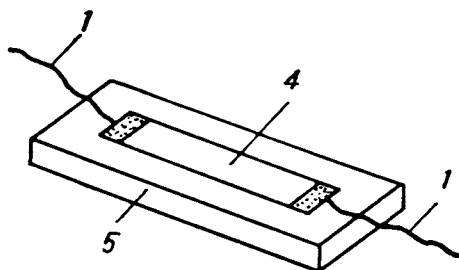
Fotodioda este o diodă semiconductoare a cărei joncțiune este expusă luminii exterioare, care influențează curentul invers al diodei.



a



b



c

Fig. 5.24. Tipuri constructive de termistoare:

a - termistor-disc; *b* - termistor-perlă; *c* - termistor-fulg; 1 - conexiuni; 2 - sudură;
3 - perlă; 4 - fulg; 5 - suport

Joncțiunea pn a diodei este situată la $20 \cdots 50 \mu m$ sub suprafața liberă a plăcuței semiconductoare (de obicei germaniu). La grosimi atât de mici germaniul este practic transparent și razele de lumină, concentrate de o mică lentilă, pot ajunge pînă la suprafața de joncțiune. În lipsa iluminării, curentul invers al fotodiodei este foarte mic. Sub efectul luminii, se transmite o energie suplimentară electronilor din regiunea joncțiunii, unde se creează un număr suplimentar de perechi electron-gol, proporțional cu fluxul luminos care cade pe fotodiodă. Prin aceasta apare în diodă un curent invers suplimentar, numit *curent fotoelectric*, proporțional cu fluxul luminos.

Caracteristicile fotodiodei seamănă cu cele ale unui tranzistor, cu deosebirea că nu curentul de intrare, ci fluxul luminos este cel care modifică curentul diodei.

Fototranzistorul are o construcție similară cu fotodioda, dar are un electrod în plus, jucînd rolul de emitor. Fototranzistorul este, de fapt, un tranzistor la care joncțiunea colector-bază este expusă luminii.

Fotodiodele și fototranzistoarele se utilizează pentru măsurarea fluxului luminos în diferite instalații de semnalizare și avertizare, în automatizări etc.

5.5.7. FOTOREZISTENȚELE

Fotorezistențele sînt dispozitive semiconductoare a căror rezistență variază în funcție de iluminarea la care sînt supuse. Ele se realizează prin depunerea unei pelicule subțiri de material semiconductor pe un suport izolant, de obicei de sticlă. Ca materiale semiconductoare se folosesc: seleniul, sulfurile de taliiu, de plumb și de cadmiu.

La iluminarea unei asemenea fotorezistențe, un număr suplimentar de electroni sînt eliberați și prin aceasta curentul prin fotorezistență crește.

Fotorezistențele se folosesc în aceleași scopuri ca și fotodiodele.

6. REDRESOARE

6.1. CIRCUITE ELECTRONICE

Prin circuite electronice înțelegem acele circuite care conțin tuburi electronice sau dispozitive semiconductoare.

Principala caracteristică a circuitelor electronice este aceea că ele conțin elemente neliniare cu parametri variabili în timp. Aceste elemente permit realizarea de funcțiuni ca redresare, amplificare, generare, modulație, detecție și altele, care nu pot fi îndeplinite cu elemente de circuit obișnuite, liniare, ca rezistoare, bobine, condensatoare, transformatoare etc.

Studiul general al circuitelor electronice fundamentale, care îndeplinesc funcțiunile menționate, reprezintă punctul de plecare pentru înțelegerea funcționării aparatelor și instalațiilor folosite în electronica industrială, în radio-comunicații și în alte domenii.

Redresarea — adică transformarea curentului alternativ în curent continuu — este realizată de obicei cu ajutorul diodelor. Această transformare este necesară în împrejurări diferite, în primul rând pentru alimentarea cu curent continuu a unui aparat, a unei instalații etc. pornind de la curentul alternativ furnizat de rețeaua de alimentare generală. Redresarea se realizează cu ajutorul *redresoarelor*.

6.2. TRANSFORMATORE DE REȚEA

Redresorul este alimentat de la rețea de obicei prin intermediul unui transformator, care se numește transformator de rețea.

Un transformator de rețea are diferite înfășurări, în funcție de particularitățile aparatului în care este utilizat, și diferite dimensiuni după puterea pe care trebuie să o furnizeze. În cazul aparatelor cu tuburi electronice, schema cea mai răspândită de transformator de rețea este cea din fig. 6.1. Primarul are mai multe prize, pentru a putea fi alimentat cu diferite tensiuni de rețea; de obicei, aceste tensiuni sînt 110, 120 și 220 V. Prizele sînt astfel alese încît dacă transformatorul este alimentat în primar cu tensiunea corespunzătoare prizei, în înfășurările secundare se vor obține totdeauna tensiuni de valori corecte.

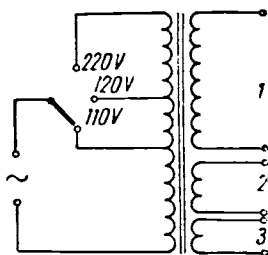


Fig. 6.1. Transformator de rețea.

Transformatorul are trei înfășurări secundare: una de tensiune înaltă, care alimentează redresorul și două de tensiune joasă pentru încălzirea filamentelor tuburilor. Una din înfășurările de joasă tensiune este destinată filamentului tubului redresor (care se află la un potențial ridicat față de masă), iar cealaltă pentru filamentele restului tuburilor (care se află la potențiale apropiate de cel al masei). Deseori, una din înfășurările de joasă tensiune lipsește; aceasta se întîmplă în cazurile în care redresorul folosește o diodă semiconductoare, sau cînd tubul redresor are filamentul bine izolat față de catod, astfel încît toate tuburile pot avea filamentele legate în paralel.

Transformatorul de rețea poate avea și alte înfășurări, în funcție de tensiunile cu care trebuie alimentat aparatul la care este folosit.

În unele aparate, în locul transformatorului de rețea se folosește un autotransformator. Acesta are diverse prize pentru obținerea tensiunilor necesare. El are avantajul că este mai ușor, mai puțin voluminos și mai ieftin decît un transformator de aceeași putere, dar are dezavantajul că nu izolează redresorul (și celelalte elemente de circuit pe care le alimentează) față de rețea.

6.3. SCHEME DE REDRESARE

Schemele de redresare, indiferent dacă sînt realizate cu diode cu vid, cu diode cu gaz sau cu diode semiconductoare, pot fi clasificate în scheme cu o singură diodă și scheme cu mai multe diode. Schemele cu mai multe diode pot fi, la rîndul lor, scheme cu redresarea ambelor alternanțe, scheme în punte, scheme cu dublarea tensiunii sau scheme cu multiplicarea tensiunii.

6.3.1. REDRESAREA UNEI SINGURE ALTERNANȚE

Redresorul cu o singură diodă, utilizat pentru *redresarea unei singure alternanțe*, este cel mai simplu redresor. Schema lui este reprezentată în fig. 6.2, în două variante: cu tub electronic (diodă cu vid sau gaz) și cu diodă semiconductoare.

Diferența dintre aceste două scheme constă numai în faptul că la cea care folosește tub electronic transformatorul de rețea are o înfășurare pentru alimentarea filamentului tubului.

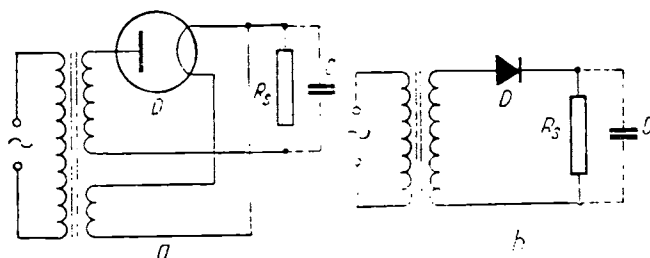


Fig. 6.2. Circuite pentru redresarea unei alternanțe:
a — cu diodă cu vid; b — cu diodă semiconductoare.

Dioda permite trecerea curentului numai într-un singur sens, astfel încît prin rezistorul de sarcină R circulă un curent în formă de impulsuri sau semialternanțe (fig. 6.3).

De cele mai multe ori, în paralel pe rezistorul de sarcină este conectat un condensator de capacitate mare, care are rolul de a menține la bornele sale (și deci și la bornele rezisto-

rului de sarcină) o tensiune cu variații (pulsatii) mai mici. Variația curenților și a tensiunilor pentru acest caz este reprezentată în fig. 6.4. În momentele în care dioda conduce, condensatorul C se încarcă rapid, circuitul de încărcare —

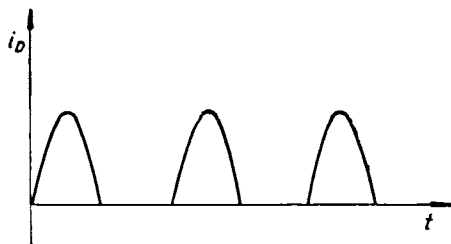


Fig. 6.3. Variația în timp a curentului și a tensiunii redresate la redresoarele din fig. 6.2. (fără condensatorul C).

format din secundarul transformatorului și din diodă — avînd o rezistență mică. În intervalul dintre două alternanțe pozitive ale tensiunii, cînd dioda nu conduce, condensatorul se descarcă pe rezistorul de sarcină R_s ; rezistența acestuia fiind mai mare decît rezistența circuitului de încărcare, amintit anterior, descărcarea se produce mai încet, astfel încît tensiunea pe condensator scade destul de puțin pînă în momentul în care începe o nouă încărcare a sa. În consecință, tensiunea redresată se apropie de o tensiune continuă, avînd pulsații cu atît mai mici cu cît capacitatea condensatorului C este mai mare.

Reducerea suplimentară a pulsațiilor tensiunii redresate se face cu ajutorul filtrelor de netezire, care vor fi descrise mai departe.

Din cele expuse s-ar părea că este avantajos să se folosească condensatoare C de capacități cît mai mari. În realitate lucrurile nu stau tocmai așa. Pe măsură ce această capacitate crește, timpul în care dioda conduce este tot mai scurt, deoarece tensiunea redresată — care se aplică în sens invers diodei — este mai mare. Dioda conduce numai în momentele în care „vîrfurile” alternanțelor pozitive ale tensiunii alternative depășesc tensiunea redresată, astfel

încît tensiunea aplicată diodei să fie pozitivă. În același timp, amplitudinea impulsului de curent prin diodă crește, deoarece dioda trebuie să conducă, într-un timp mai scurt, același curent mediu ca și în cazul anterior. Dacă se folosesc

condensatoare de capacitate foarte mare la ieșirea redresorului, impulsul de curent prin diodă poate fi atît de intens, încît deteriorează catodul tubului sau joncțiunea diodei semiconductoare folosite. Din această cauză, în cataloagele de tuburi electronice se menționează deseori valoarea maximă admisibilă a capacității condensatorului conectat în paralel pe rezistența de sarcină.

Schema de redresare a unei singure alternanțe se folosește mai rar, din cauză că pulsațiile tensiunii redresate sînt mai mari decît la alte scheme.

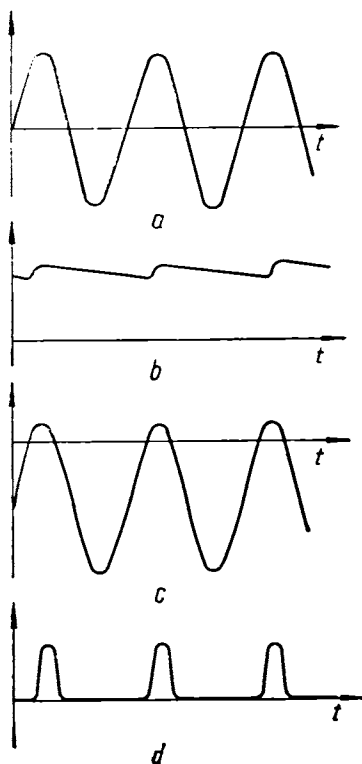


Fig. 6.4. Variația în timp a curenților și tensiunilor la redresoarele din fig. 6.2 (cu condensatorul C):

a — tensiunea aplicată la intrare; *b* — tensiunea redresată la bornele rezistorului de sarcină; *c* — tensiunea pe diodă (obținută prin însumarea tensiunii alternative de la intrare și a tensiunii redresate, cu polaritatea corespunzătoare); *d* — curentul prin diodă.

6.3.2. REDRESAREA AMBELOR ALTERNANȚE

Schema de redresare a ambelor alternanțe funcționează cu două diode, alimentate în antifază de cele două secțiuni ale secundarului transformatorului de rețea (fig. 6.5). Cele două diode conduc pe rînd cîte o semiperioadă, curenții redresați trecînd în același sens prin rezistorul de sarcină (fig. 6.6). Astfel, în momentele în care tensiunea alternativă

pe dioda D_1 este pozitivă, această diodă conduce, iar cealaltă diodă este blocată. Curentul neputînd trece prin dioda D_2 va circula prin rezistorul de sarcină R_s , în sensul indicat de săgeată. În semiperioada următoare dioda D_1 este blocată,

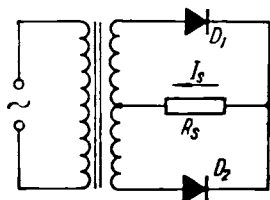


Fig. 6.5. Circuit cu transformator pentru redresarea ambelor alternanțe.

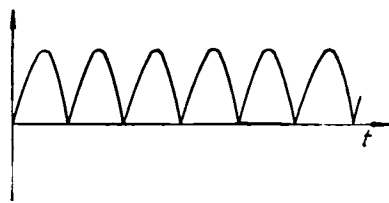


Fig. 6.6. Variația în timp a tensiunii redresate la redresorul din fig. 6.5.

iar dioda D_2 conduce; curentul va circula tot prin rezistorul R_s , în același sens ca și înainte.

În consecință, tensiunea redresată are forma din fig. 6.6. Se vede că acest montaj redresează ambele alternanțe ale tensiunii alternative.

De obicei, și în acest caz se conectează în paralel pe rezistorul de sarcină un condensator de capacitate mare. Efectul acestui condensator este același ca și în cazul schemei de redresare a unei alternanțe. Eficacitatea lui este însă mai mare în acest caz, deoarece intervalul de timp dintre două încărcări succesive ale condensatorului s-a redus la jumătate, deci durata descărcării s-a redus și ea, iar pulsațiile tensiunii redresate devin mai mici.

Schema de redresare a ambelor alternanțe este folosită mai ales la redresoarele cu tuburi electronice. Deseori, în locul a două diode separate se utilizează o singură diodă cu doi anodi și un singur catod.

Schema de *redresare în puncte* (fig. 6.7) folosește patru diode montate astfel încît să formeze un pătrat. Tensiunea alternativă se aplică pe o diagonală, iar tensiunea redresată se obține pe cealaltă diagonală. Pentru a înțelege funcționarea acestui redresor, să urmărim sensurile curenților în două semiperioade consecutive ale tensiunii alternative. Să presupunem că în prima semiperioadă tensiunea alternativă este pozitivă în extremitatea A a înfășurării secundare a trans-

formatorului și negativă în extremitatea B . Diodele D_1 și D_3 vor conduce, deoarece ele sînt polarizate în sens direct, pe cînd diodele D_2 și D_4 vor fi blocate, tensiunea fiind aplicată la bornele lor în sens invers. Curentul va circula de la punctul A către punctul B prin dioda D_1 , rezistorul de sarcină R_s și dioda D_3 .

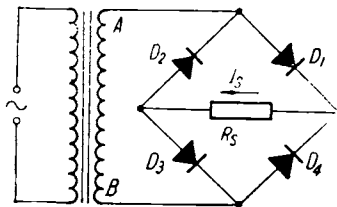


Fig. 6.7. Circuitul de redresare în punte.

În semiperioada următoare, plusul tensiunii alternative este în punctul B , iar minusul în punctul A . Diodele D_2 și D_4 conduc, iar diodele D_1 și D_3 sînt blocate. Curentul circulează de la B către A , prin dioda D_4 , rezistorul de sarcină R_s și

dioda D_2 . Se vede că sensul curentului prin rezistorul R_s este același în cele două semiperioade, deci la bornele acestuia se obține o tensiune redresată de aceeași formă ca și la schema de redresare a ambelor alternanțe. Și în acest caz se montează, de obicei, un condensator de capacitate mare în paralel pe rezistorul de sarcină.

Montajul de redresare în punte se folosește destul de des la redresoarele cu diode semiconductoare; față de montajul cu redresarea ambelor alternanțe, acesta are avantajul că diodele sînt supuse unei tensiuni inverse de două ori mai mici, deoarece în cursul funcționării ele apar legate în serie două cîte două, așa cum s-a arătat. În schimb, acest montaj nu se folosește în cazul redresoarelor cu tuburi, deoarece filamentele diodelor ar trebui alimentate cu cel puțin trei înfășurări, distincte și bine izolate între ele, ale transformatorului de rețea.

6.3.3. REDRESAREA CU DOUBLAREA TENSIUNII

Schema din fig. 6.8 se numește *schema de redresare cu dublarea tensiunii*, deoarece la aceeași valoare a tensiunii alternative produce o tensiune redresată aproape dublă în comparație cu schema în punte. Montajul funcționează în modul următor. În cursul primei semiperioade condensatorul C se încarcă pînă la valoarea de vîrf a tensiunii din

secundar, prin dioda D_1 , care este polarizată în sens direct. În cursul celei de-a doua semiperioade conduce dioda D_2 , care va încărca condensatorul C_2 de asemenea pînă la valoarea de vîrf a tensiunii alternative din secundar.

Dacă cele două condensatoare au capacități destul de mare, ele se vor descărca relativ puțin în intervalele dintre perioadele de încărcare a lor, astfel încît vor păstra o tensiune apropiată de valoarea la care s-au încărcat prin diodele corespunzătoare. Cele două condensatoare C_1 și C_2 fiind legate în serie, tensiunile lor se adună, astfel încît tensiunea redresată este aproape egală cu dublu tensiunii de vîrf a tensiunii alternative din secundarul transformatorului de rețea.

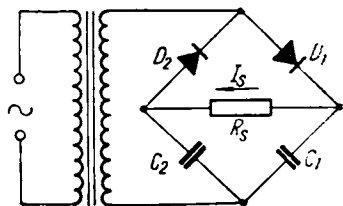


Fig. 6.8. Circuit de redresare cu dublarea tensiunii.

Schema de redresare cu dublarea tensiunii se folosește numai pentru puteri mici (curenți de cîțiva miliamperi).

În unele cazuri numai la puteri mici se folosesc redresoare alimentate direct de la rețea, fără transformator. În aceste cazuri se pot utiliza numai schemele de redresare a unei alternanțe sau schemele în punte.

6.4. FILTRE DE NETEZIRE

Am arătat că pentru a obține o tensiune redresată practic continuă este necesar ca pulsațiile acestei tensiuni să fie reduse cît mai mult posibil cu ajutorul unui filtru de netezire. În același timp, acest filtru trebuie să producă o micșorare neînsemnată a tensiunii redresate.

La oricare din schemele de redresare examinate tensiunea redresată are două componente: o componentă continuă și o componentă alternativă (pulsăția), a cărei frecvență este egală cu frecvența rețelei, adică cu 50 Hz (la schema de redresare a unei alternanțe) sau cu dublul acestei frecvențe, adică cu 100 Hz (la celelalte scheme). Filtrul de netezire

trebuie să atenueze (să slăbească) cât mai puțin componenta continuă a tensiunii redresate și să atenueze cât mai mult componenta alternativă a acestei tensiuni. Pentru a îndeplini această funcțiune, filtrul trebuie să cuprindă elemente de circuit cu impedanță mare în curent alternativ, legate în

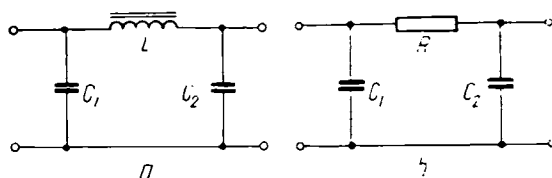


Fig. 6.9. Filtre de netezire:

a — filtru inductanță-capacitate (LC); b — filtru rezistență-capacitate (RC).

serie în circuit și elemente de circuit cu impedanță mică în curent alternativ, legate în paralel; primele vor împiedica trecerea componentei alternative a curentului redresat, iar ultimele vor canaliza aceste componente, astfel încât ele să nu treacă prin rezistorul de sarcină.

Schemele folosite cel mai des pentru filtrarea tensiunii redresate sînt celulele inductanță-capacitate LC și celulele rezistență-capacitate RC , prezentate în fig. 6.9.

Filtrul LC este compus dintr-o bobină legată în serie în circuit și dintr-un condensator legat în paralel în circuit (rolul condensatorului C_1 l-am examinat anterior, cînd am constatat că la bornele acestui condensator există și o componentă alternativă a tensiunii, produsă de încărcarea și descărcarea periodică a lui, o dată sau de două ori în fiecare perioadă). Bobina L prezintă o reactanță mare pentru componenta alternativă a tensiunii redresate, astfel încît prin ea va circula un curent alternativ de intensitate foarte mică. Totuși, și acest curent alternativ mic ar produce efecte nedorite dacă s-ar închide prin rezistorul de sarcină; pentru a împiedica acest lucru, s-a introdus în schemă condensatorul C_2 , care avînd o reactanță foarte mică, constituie o cale de mică impedanță pentru curentul alternativ, care va circula

aproape în întregime prin condensatorul C_2 , ocolind rezistorul de sarcină R_s .

Raportul în care grupul LC_2 reduce pulsațiile tensiunii redresate este aproximativ egal cu raportul dintre reactanța bobinei L și reactanța condensatorului C_2 , adică este:

$$\frac{\frac{\omega L}{1}}{\omega C_2} = \omega^2 LC_2.$$

De exemplu, dacă inductanța bobinei este de 10 H și capacitatea condensatorului de 100 μF , în cazul pulsațiilor cu frecvența de 100 Hz, pulsațiile tensiunii redresate sînt micșorate de aproximativ 400 ori.

Componenta continuă a curentului redresat circulă aproape în întregime prin bobină și prin rezistorul de sarcină, deoarece rezistențele de izolație ale condensatoarelor filtrului fiind foarte mari, curenții derivați prin aceste condensatoare sînt neînsemnați. Pentru ca pe bobina L să se producă o cădere de tensiune continuă cît mai mică, rezistența acestei bobine trebuie să fie suficient de mică.

Bobinele folosite în filtrele de netezire sînt cu miez de fier, avînd cîteva mii de spire. Condensatoarele din filtrele de netezire sînt aproape în toate cazurile condensatoare electrolitice, cu capacități de 20–100 μF și tensiune de lucru mai mare cu 20–50% decît tensiunea redresată. Numai în cazul tensiunilor redresate înalte, de peste 500 V, se folosesc condensatoare de filtraj de alte tipuri. La redresoarele pentru tensiuni joase și curenți mai intensi se folosesc și condensatoarele electrolitice de capacități mai mari, pînă la cîteva mii de microfarazi.

Filtrul RC diferă de filtrul LC descris prin faptul că în locul bobinei se folosește un rezistor. Avantajul acestui tip de filtru este că rezistorul are un volum și un preț de cost mult mai mici decît bobina de filtraj. În schimb, căderea de tensiune pe rezistor este mai mare; din această cauză nu se pot utiliza rezistențe de valori prea mari și deci efectul de filtraj rezultă mai redus. Filtrul RC se folosește totuși aproape în toate cazurile în care curentul redresat nu depășește 20–50 mA.

6.5. STABILIZATOARE DE TENSIUNE

Stabilizatoare de tensiune se numesc aparatele sau dispozitivele care mențin o tensiune constantă la ieșire, la variația între anumite limite a tensiunii de alimentare sau a rezistenței de sarcină.

Stabilizatoarele de tensiune se pot clasifica în stabilizatoare de tensiune continuă și stabilizatoare de tensiune alternativă. Cele mai răspândite stabilizatoare de tensiune continuă sînt stabilizatoarele care folosesc tuburi cu gaz, stabilizatoarele cu diode semiconductoare și stabilizatoarele electronice cu reacție. Stabilizatoarele de tensiune alternativă pentru puteri nu prea mari sînt de tipul cu ferorezonanță, iar cele pentru puteri mai mari sînt electronice.

Stabilizatoarele de tensiune sînt caracterizate în primul rînd prin *factorul de stabilizare*, egal cu raportul dintre variația în procente a tensiunii de intrare și variația în procente a tensiunii de ieșire, produsă de modificarea respectivă a tensiunii de intrare. De exemplu, dacă o variație de 10% a tensiunii de intrare produce o variație de 0,5% a tensiunii de ieșire, factorul de stabilizare este $10/0,5=20$.

Un alt parametru al stabilizatoarelor de tensiune este *rezistența internă*, egală cu scăderea tensiunii de ieșire, în volți, produsă de o creștere cu 1 A a curentului debitat de stabilizator; ea este de fapt egală cu rezistența internă echivalentă a stabilizatorului privit ca un generator care alimentează consumatorul conectat la ieșirea lui.

Produsul dintre tensiunea nominală și curentul nominal al stabilizatorului de tensiune ne dă puterea nominală a lui.

Un stabilizator de tensiune este cu atît mai bun, cu cît are un factor de stabilizare mai mare și o rezistență internă mai mică.

6.5.1. STABILIZATOARE DE TENSIUNE CONTINUĂ CU TUBURI CU GAZ

Tuburile cu gaz cu catod rece pot servi pentru stabilizarea tensiunii continue. Se fabrică tuburi cu gaz speciale,

umplute cu argon sau neon, pentru stabilizarea tensiunii; aceste tuburi se mai numesc *stabilovolți*.

Stabilizatorul de tensiune cu tub cu gaz se realizează după schema din fig. 6.10. Tensiunea nestabilizată de intrare, care trebuie să fie mai mare decât tensiunea stabilizată cu

40–100%, se aplică tubului prin intermediul unui rezistor R . Acțiunea de stabilizare a tensiunii se poate explica în modul următor: la o creștere a tensiunii de intrare crește curentul prin rezistorul R și curentul prin tub; punctul de funcționare a tubului se deplasează în sus pe caracteristica din fig. 4.25, dar tensiunea la bornele sale rămâne

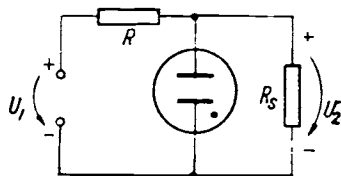


Fig. 6.10. Stabilizator de tensiune cu diodă cu gaz.

aproape constantă, ceea ce se vede din aceeași caracteristică. Creșterea tensiunii de intrare este deci preluată practic integral de rezistorul R , tensiunea de ieșire modificându-se foarte puțin. Asemănător se petrec lucrurile și la scăderea tensiunii de intrare; curentul prin tub scade, dar tensiunea la bornele lui rămâne practic neschimbată.

Stabilizatorul de tensiune cu tub cu gaz menține constantă tensiunea de ieșire și în cazul în care variază rezistența de sarcină între anumite limite. Dacă, de exemplu, rezistența de sarcină crește, curentul de sarcină scade, dar se mărește în mod corespunzător curentul prin tub, astfel că prin rezistorul R_s va circula un curent de valoare neschimbată. Dacă, dimpotrivă, rezistența de sarcină scade, curentul în sarcină va crește, iar curentul prin tub se va micșora cu aceeași cantitate.

Pentru ca funcționarea stabilizatorului cu tub cu gaz să fie corectă, rezistența R trebuie să aibă o anumită valoare. Aceasta se poate determina cu formula:

$$R = \frac{U_{med} - U_2}{I_{n.e.d} + I_s},$$

în care:

U_{med} este valoarea medie a tensiunii aplicate;

U_2 — tensiunea la ieșirea stabilizatorului;

I_{med} este curentul mediu prin tubul cu gaz, egal cu $\frac{I_{max} + I_{min}}{2}$, unde I_{max} este curentul maxim prin tub, iar I_{min} — curentul minim prin tub;
 I_s — curentul în sarcină.

Tuburile stabilizatoare de tensiune se construiesc de obicei pentru curenți nu prea mari, de ordinul 10–50 mA. Dacă este necesar să se stabilizeze tensiuni la bornele; unor sarcini care consumă un curent mai mare, se folosesc stabilizatoare de tensiune cu reacție.

De asemenea, stabilizatoarele cu tub cu gaz nu sînt potrivite pentru stabilizarea unor tensiuni mai mici decît 50 V. În aceste cazuri sînt mai avantajoase stabilizatoarele de tensiune cu diode semiconductoare.

6.5.2. STABILIZATOARE DE TENSIUNE CU DIODE SEMICONDUCTOARE

Pentru stabilizarea tensiunilor joase se pot folosi niște diode semiconductoare cu siliciu speciale, numite diode Zener. Aceste diode funcționează normal în sensul de blocare, la o tensiune la care se produce o străpungere a joncțiunii diodei. Spre deosebire însă de diodele semiconductoare obișnuite, la care străpungerea joncțiunii ar duce la deteriorarea lor, diodele Zener sînt astfel construite, încît această străpungere are loc la o tensiune relativ joasă, la care nu se produce nici o modificare sensibilă a parametrilor diodei, aceasta putînd funcționa practic nelimitat în acest regim.

Tensiunea la care se produce străpungerea diodei Zener este foarte stabilă în timp și depinde foarte puțin de curentul care parcurge dioda și de temperatura mediului. În fig. 5.10 este reprezentată caracteristica curent-tensiune a unei diode Zener.

Tensiunea U_0 , numită și *tensiune de stabilizare*, este tensiunea la care se produce străpungerea; se observă că la tensiuni inverse mai mici decît U_0 , curentul prin diodă este extrem de mic, practic neglijabil. Dacă tensiunea pe diodă depășește, în sens invers conducției obișnuite, valoarea U_0 ,

curentul crește brusc; această porțiune a caracteristicii este aproape verticală, adică tensiunea se menține aproape constantă oricum ar varia curentul.

Dioda Zener poate fi folosită pentru stabilizarea tensiunii continue într-un montaj asemănător cu cel folosit la stabilizatoarele cu tub cu gaz (fig. 6.11).

Valorile obișnuite ale tensiunilor de stabilizare U_0 sînt cuprinse între 5 și 50 V. La curenți de sarcină de 5–20 mA se pot obține factori de sta-

bilizare de 50–300. Dacă este necesar un factor de stabilizare mai ridicat, se pot lega în cascadă două asemenea stabilizatoare. Există și diode Zener de putere mai mare, cu care se pot stabiliza curenți pînă la aproximativ 1 A.

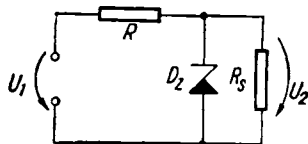


Fig. 6.11. Stabilizator de tensiune cu diodă Zener.

7. AMPLIFICATOARE

7.1. INTRODUCERE

Unul din procesele fundamentale în electronică și în aplicațiile sale este amplificarea. Prin amplificare se înțelege „întărirea” unor oscilații, păstrînd forma lor; cu alte cuvinte, amplificatorul primește niște oscilații slabe, pe care le amplifică și le redă mai puternice.

Caracteristica fundamentală a amplificatorului — așa cum vom vedea mai departe — este proporționalitatea mărimii de ieșire (cea amplificată) cu mărimea de intrare (cea slabă, care urmează să fie amplificată). Prin urmare, nu orice dispozitiv care produce tensiuni mai mari sau curenți intensi este un amplificator. Pentru a putea vorbi despre amplificare, este necesar ca tensiunea sau curentul produs să fie rezultatul „comenzii” date amplificatorului prin tensiunea sau curentul aplicat la intrarea lui; amplificatorul trebuie să urmărească fidel această „comandă”, să păstreze frecvența și forma mărimii de intrare și să-i modifice doar amplitudinea.

Amplificarea se realizează, în mod obișnuit, cu ajutorul dispozitivelor a căror rezistență poate fi comandată prin aplicarea unei tensiuni sau unui curent de comandă. Strămoșul acestor dispozitive este „coherorul” folosit în primii ani ai radiofoniei, un tub umplut cu praf de cărbune, a cărui rezistență era modificată sub acțiunea unor semnale recepționate. Azi se folosesc, ca dispozitive de bază pentru realizarea amplificării, triodele și tranzistoarele. Atît la triode,

cît și la tranzistoare, o tensiune variabilă (de regulă, alternativă) aplicată pe electrodul de comandă (grila la triode, emitorul sau baza la tranzistoare) produce o variație corespunzătoare a curentului de ieșire (curentul anodic, respectiv curentul de colector), fapt care poate fi interpretat ca fiind rezultatul modificării rezistenței elementului respectiv.

Curentul de ieșire trece printr-un *rezistor de sarcină*, conectat în serie cu circuitul anodic, respectiv circuitul de colector. La bornele acestui rezistor ia naștere o tensiune variabilă, proporțională cu tensiunea variabilă de comandă. Raportul dintre aceste două tensiuni se numește *amplificare în tensiune* (sau coeficient de amplificare în tensiune).

În mod similar se poate vorbi despre o *amplificare în curent*, ca raport între curentul variabil de ieșire și curentul variabil de comandă (aplicat la intrare).

În multe cazuri prezintă importanță *amplificarea în putere*, egală cu raportul dintre puterea obișnuită la ieșire (ca rezultat al amplificării) și puterea cheltuită în circuitul de intrare, pentru comandă.

Atît amplificarea în tensiune, cît și amplificarea în curent și amplificarea în putere sînt mărimi adimensionale. Se poate arăta că amplificarea în putere este egală cu produsul dintre amplificarea în tensiune și amplificarea în curent.

Am amintit că un amplificator trebuie să asigure o amplificare constantă, independentă de amplitudinea „comenzii” și de frecvența ei, pentru ca forma acesteia să nu fie alterată. Cu alte cuvinte, amplificatorul trebuie să fie „fidel”. În realitate, orice amplificator introduce o carecare deformare sau *distorsiune* a semnalului* de amplificat.

Amplificarea neuniformă a semnalelor de diferite frecvențe face ca, de exemplu, într-o transmisie a unui program muzical raportul natural dintre sunetele de diferite frecvențe să nu se mai păstreze și astfel să se denatureze programul. Această denaturare a programului datorită amplificării inegale la diferite frecvențe se numește *distorsiune de frecvență*

* Prin semnal se înțelege în general o mărime electrică sau neelectrică, care joacă rolul de suport material pentru transmiterea de informații, în diferite sisteme de comunicații, automatizare etc. În studiul circuitelor electronice semnalul poate fi un curent, o tensiune etc. avînd o anumită variație în timp.

sau distorsiune liniară. Distorsiunea de frecvență este caracterizată prin aceea că nu apar componente de frecvențe noi, ci se schimbă amplitudinile relative ale semnalelor transmise. La transmiterea unui program muzical distorsiunile

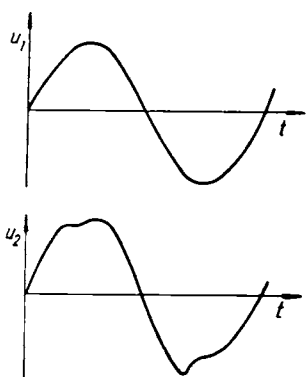


Fig. 7.1. Tensiunea de intrare, sinusoidală, și tensiunea de ieșire, deformată, la un amplificator.

de frecvență se manifestă de obicei prin aceea, că sunetele joase (tobe) și sunetele înalte (vioară, flaut) se aud mai slab decât în programul original.

În afară de distorsiunile de frecvență, amplificatoarele mai introduc și alte deformări ale semnelor cunoscute sub denumirea de *distorsiuni neliniare*.

Distorsiunile neliniare sînt introduse de elementele de circuit neliniare, ca de exemplu: tuburile electronice, tranzistoarele, bobinele cu miez de fier etc. și se manifestă prin aceea că semnalul la ieșirea unui amplificator nu mai este proporțional

cu semnul de la intrare. Astfel, dacă se aplică la intrarea amplificatorului o tensiune sinusoidală, tensiunea de la ieșire nu va mai fi totdeauna sinusoidală, ci va avea o formă mai complexă (fig. 7.1). Se știe, că orice oscilație complexă se compune dintr-o serie de oscilații simple sinusoidale — o fundamentală și armonici de ordin superior (v. § 11.5).

Distorsiunile de formă ale oscilațiilor amplificate, prin care se adaugă armonici în plus la fundamentală, se numesc distorsiuni neliniare. Aceste distorsiuni se fac simțite printr-o alterare a sunetelor, care devin răgușite.

Aprecierea distorsiunilor neliniare se face calculînd factorul de distorsiuni neliniare, care reprezintă procentul armonicilor de prisos produse în amplificator în comparație cu fundamentale.

Expresia lui este:

$$d = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 \dots}}{A_1} \cdot 100 [\%],$$

unde A_2 , A_3 , A_4 sînt amplitudinele armonicilor, iar A_1 este amplitudinea fundamentalei. De obicei d se exprimă în procente. Numărătorul expresiei factorului de distorsiuni neliniare este radical din suma pătratelor armonicilor — pentru că aceasta reprezintă valoarea efectivă a armonicilor; la numitor, A_1 reprezintă valoarea efectivă a fundamentalei.

Factorul de distorsiuni se poate calcula și măsura relativ ușor. Cunoașterea mărimii lui este foarte importantă pentru aprecierea unui amplificator. Trebuie știut că, dacă factorul de distorsiuni neliniare este mai mic decît 5%, adică dacă toate armonicile introduse de amplificator nu reprezintă în total mai mult de 5% din valoarea efectivă a fundamentalei, ele nu sînt supărătoare.

7.2. TRIODA CA AMPLIFICATOARE

Schema fundamentală de conectare a triodei ca amplificatoare este reprezentată în fig. 7.2 (circuitul de alimentare a filamentului a fost omis, pentru simplificare).

Bateria E_a servește pentru generarea tensiunii pozitive a anodului față de catod, iar bateria E_g pentru generarea tensiunii negative a grilei față de catod. Rezistorul R_a reprezintă sarcina triodei, la bornele căreia se obține tensiunea amplificată. Rezistorul R_g are rolul de a transmite grilei potențialul negativ creat de bateria E_g .

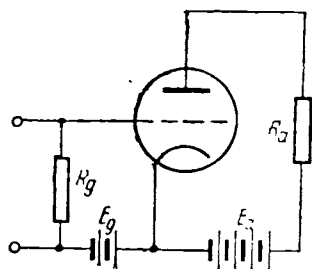


Fig. 7.2. Etaj de amplificare cu triodă (schemă de principiu).

7.2.1. FUNCȚIONAREA AMPLIFICATORULUI CU TRIODĂ

Să analizăm funcționarea acestui amplificator cu triodă.

Vom presupune că la intrare, adică între bornele rezistorului R_g , se aplică o tensiune alternativă U_g cu amplitudinea de 10 V (tensiunea care urmează să fie amplificată).

Această tensiune alternativă se adaugă tensiunii continue a bateriei E_g ; ea fiind alternativă, deci schimbîndu-și mereu sensul, în anumite momente va mări potențialul grilei, iar în alte momente îl va micșora. În mod corespunzător, și curentul anodic al triodei va crește și va scădea periodic, în conformitate cu variația tensiunii grilei. Curentul anodic trecînd prin rezistorul de sarcină R_a produce la bornele acestuia o tensiune variabilă, la rîndul ei în perfectă corespondență cu tensiunea variabilă a grilei. Ca rezultat, tensiunea la bornele lui R_a , numită tensiune de ieșire, este proporțională cu tensiunea la bornele lui R_g (tensiunea de intrare) și — în toate cazurile practice — mai mare decît aceasta. Se realizează astfel amplificarea în tensiune.

Pentru a analiza mai detaliat fenomenele care au loc, în fig. 7.3 este reprezentată *caracteristica dinamică* de grilă a tubului (curba de variație a curentului anodic în funcție de tensiunea grilei, ținînd seamă de prezența rezistenței R_a în circuitul anodic). În adevăr, la o tensiune dată a bateriei anodice, de exemplu $E_a=300$ V, pentru fiecare valoare a tensiunii grilei corespunde o anumită valoare a curentului anodic; acesta produce o cădere de tensiune pe R_a , deci tensiunea anodică a triodei este mai mică decît E_a . Caracteristica dinamică se va afla deci întotdeauna sub caracteristica statică corespunzătoare de grilă (v. § 4.4.2), deoarece la $u_a < E_a$ curentul anodic va fi și el mai mic.

Să considerăm că tensiunea bateriei de grilă este $E_g = -30$ V. Tensiunea alternativă suprapusă U_g face ca tensiunea rezultată a grilei să varieze între:

$$E_g + U_g = -30 + 10 = -20 \text{ V}$$

și

$$E_g - U_g = -30 - 10 = -40 \text{ V}$$

În fig. 7.3 se poate vedea variația în timp a tensiunii grilei și valorile pe care le ia în diferite momente. Astfel la momentul t_1 tensiunea alternativă ajunge, să zicem, la valoarea $+7$ V, deci tensiunea grilei va fi $-30 + 7 = 23$ V. Curentul anodic al tubului, care inițial (pentru $E_g = -30$) a fost de 10 mA, crește pînă la valoarea $i_a = 15,5$ mA.

La un alt moment t_2 tensiunea u_g ajunge la valoarea maximă de 10 V. Tensiunea pe grilă va fi în acest caz

$-30+10=20$ V. Se vede pe figură că valoarea curentului ajunge acum la 17,5 mA (în punctul 2 al curbei curentului anodic).

În mod similar, în momentele următoare, t_3 , t_4 etc. tensiunea grilei trece prin alte valori și curentul anodic va

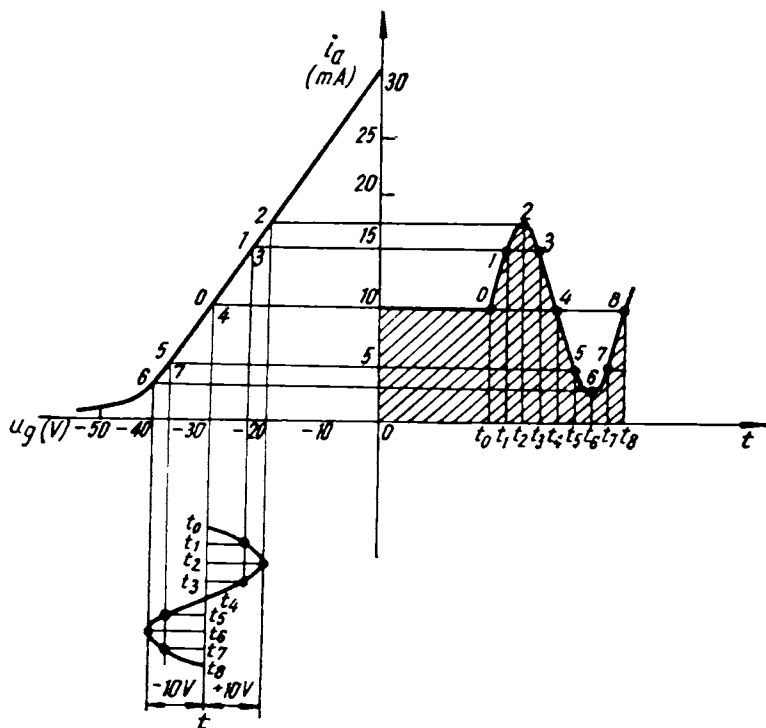


Fig. 7.3. Explicarea funcționării amplificatorului cu triodă, pe caracteristica dinamică a tubului.

lua valorile corespunzătoare punctelor 3, 4 etc. de pe figură. În momentul t_6 , când u_g ia valoarea minimă de -10 V, tensiunea grilei este $-30-10=-40$ V și curentul va avea și el valoarea minimă $i_a=3$ mA (punctul 6).

În concluzie, curentul anodic variază în același fel ca și tensiunea grilei, între limita maximă de 17,5 mA și limita

minimă de 3 mA. Variația totală a curentului este deci de 14,5 mA. Dacă rezistența de sarcină este $R_a = 6 \text{ k}\Omega$, variația tensiunii la bornele ei va fi de $6 \cdot 14,5 = 87 \text{ V}$. Tensiunea grilei variază, așa cum am văzut, între -20 V și -40 V , deci variația totală a ei este de 20 V. Amplificarea în tensiune este, prin urmare:

$$\frac{87}{20} = 4,35.$$

7.2.2. SCHEMA ECHIVALENTĂ A TRIODEI CA AMPLIFICATOARE

Trioda se comportă, în circuitul anodic, ca un generator în serie cu rezistența sa internă. Tensiunea electromotoare a acestui generator este de μ ori mai mare decât tensiunea aplicată grilei, adică este egală cu μU_g ; aceasta rezultă din cele discutate la § 4.4 despre funcționarea triodei. Rezistența internă a generatorului echivalent este R_t . Rezultă deci că funcționarea amplificatorului poate fi analizată pe schema echivalentă din fig. 7.4, în care μ și R_t sînt parametrii ai triodei (factorul de amplificare respectiv rezistența internă), iar R_a este rezistența de sarcină.

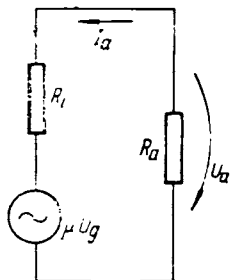


Fig. 7.4. Circuitul echivalent al triodei ca amplificatoare.

Curentul alternativ din acest circuit are amplitudinea:

$$I_a = \frac{\mu U_g}{R_t + R_a}$$

dacă U_g este amplitudinea tensiunii alternative de grilă.

Tensiunea alternativă care ia naștere la bornele rezistorului R_a este deci

$$U_a = R_a I_a = \frac{\mu R_a U_g}{R_t + R_a}$$

Conform definiției amplificării, rezultă

$$A = \frac{U_a}{U_g} = \frac{\mu R_a}{R_t + R_a}$$

sau

$$A = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_a}}.$$

De exemplu, dacă $\mu=30$, $R_i=10 \text{ k}\Omega$ și $R_a=20 \text{ k}\Omega$, se obține

$$A = \frac{30}{1 + \frac{10}{20}} = 20.$$

7.3. TRANZISTORUL CA AMPLIFICATOR

La § 5.4 a fost analizată funcționarea tranzistorului în conexiune cu baza comună. Schema fundamentală de conectare a tranzistorului ca amplificator, în montaj cu baza comună, este reprezentată în fig. 7.5.

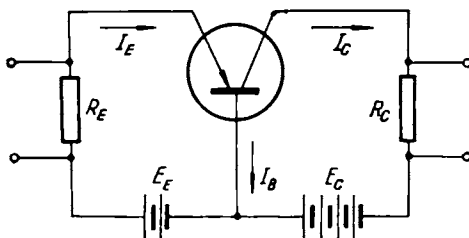


Fig. 7.5. Etaj de amplificare cu tranzistor, în conexiune cu bază comună.

Așa cum s-a mai arătat, bateria E_C servește pentru polarizarea în sens invers a joncțiunii colector-bază, iar bateria E_E pentru polarizarea în sens direct a joncțiunii emitor-bază. Rezistorul R_C reprezintă sarcina tranzistorului, la bornele căreia se obține tensiunea amplificată.

7.3.1. FUNCȚIONAREA AMPLIFICATORULUI CU TRANZISTOR ÎN CONEXIUNE CU BAZA COMUNĂ

Amplificatorul cu tranzistor funcționează, în anumite privințe, asemănător amplificatorului cu triodă.

Tensiunea alternativă de amplificat se aplică la intrare, între emitor și bază, în serie cu tensiunea bateriei E_E . Tensiunea emitor-bază va fi deci suma tensiunii constante a bateriei și a tensiunii alternative de amplificat, variind în jurul valorii medii date de baterie. În mod corespunzător, curentul de emitor va crește și va scădea periodic, în ritmul de variație impus de tensiunea emitor-bază. Curentul de colector, practic egal cu curentul de emitor, trece prin rezistorul R_C și produce o cădere de tensiune variabilă, care reproduce variația tensiunii emitor-bază. Ca urmare, tensiunea la bornele lui R_C reprezentînd tensiunea de ieșire (tensiunea amplificată) este proporțională cu tensiunea de intrare și, de regulă, mai mare decît aceasta. Se obține astfel o amplificare în tensiune.

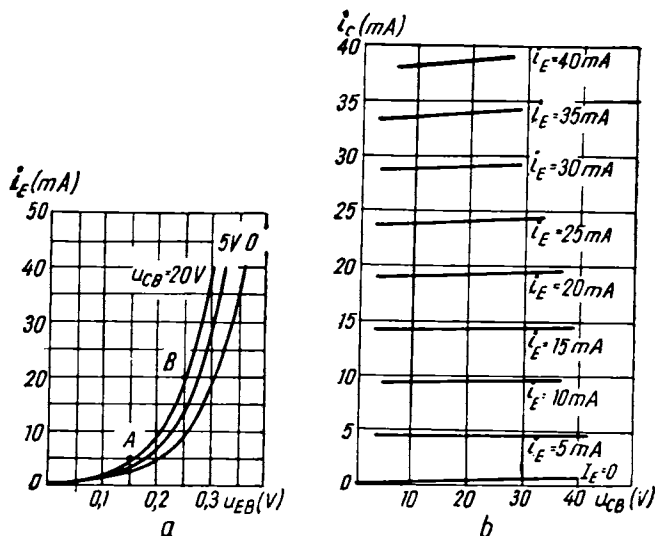


Fig. 7.6. Exemplu de caracteristici ale unui tranzistor, pentru analizarea funcționării amplificatorului din fig. 7.5.

Ca exemplu, să considerăm un amplificator cu tranzistor, ale cărui caracteristici sînt reprezentate în fig. 7.6.

Să presupunem că tensiunea bateriei emitor-bază este $E_E = 0,15 \text{ V}$. În acest caz, curentul de emitor este $I_E = 5 \text{ mA}$,

iar curentul de colector are o valoare foarte apropiată de aceasta (punctul A pe caracteristici). Dacă se aplică o tensiune de 0,1 V la intrare, tensiunea emitor-bază devine 0,25 V, iar curentul de emitor și, corespunzător, curentul de colector devin egali cu 20 mA (punctul B pe caracteristici).

Să considerăm că $R_C = 5 \text{ k}\Omega$. În primul caz, tensiunea la bornele lui R_C va fi $5 \cdot 5 = 25 \text{ V}$, iar în al doilea caz $20 \cdot 5 = 100 \text{ V}$. Tensiunea de ieșire crește, deci, cu 75 V atunci cînd tensiunea de intrare variază cu 0,1 V. Amplificarea în tensiune rezultă

$$A = \frac{75}{0.1} = 750.$$

Evident, o amplificare atît de mare s-ar putea realiza numai dacă tensiunea bateriei E_C ar fi suficient de ridicată; ea trebuie să fie totdeauna mai mare decît tensiunea maximă la bornele rezistorului R_C .

Dacă tensiunea de intrare variază sinusoidal, se obține și la ieșire o componentă sinusoidală a tensiunii, asemănător proceselor descrise la triodă.

Deoarece curentul de ieșire al circuitului (curentul de emitor) are o valoare relativ mare, iar tensiunea de intrare este de obicei mică, *rezistența de intrare* este de valoare foarte mică; în exemplul anterior, rezistența de intrare este, luînd în considerare variațiile tensiunii și curentului de intrare (rezistența în curent alternativ) $0,1 : 0,015 \approx 6,7 \text{ }\Omega$. În schimb, *rezistența de ieșire* (adică rezistența internă echivalentă în circuitul colectorului) este foarte mare; aceasta se vede din caracteristicile reprezentate în fig. 7.6, b , care sînt drepte aproape orizontale, ceea ce arată că tensiunea de colector are o influență foarte mică asupra curentului de colector. Cu alte cuvinte, tranzistorul în acest montaj produce un curent de ieșire care aproape nu depinde de tensiunea de ieșire, deci de rezistența conectată la ieșire; o asemenea proprietate caracterizează generatoarele cu rezistență internă foarte mare. În cazul particular examinat (fig. 7.6, b), rezistența de ieșire este de ordinul $100 \text{ k}\Omega$ (la alte tranzistoare această rezistență este și mai mare).

Iată deci că tranzistorul în conexiune BC (cu baza comună) are o rezistență de intrare foarte mică și o rezistență de ieșire foarte mare. La conectarea mai multor asemenea „etaje“

de amplificare unul după altul, pentru a obține o amplificare mai mare, fiecare tranzistor va avea ca sarcină circuitul de intrare al tranzistorului următor. Din cauza diferenței mari dintre rezistențele de intrare și de ieșire corespunzătoare *adaptarea* (v. §. 2.2) între etaje va fi proastă, ceea ce constituie un dezavantaj important al amplificatorului *BC*.

7.3.2. FUNCȚIONAREA AMPLIFICATORULUI CU TRANZISTOR ÎN CONEXIUNE CU EMITORUL COMUN

Schema din fig. 7.7 indică o altă posibilitate de conectare a tranzistorului pentru a realiza o amplificare. Deoarece emitorul este comun atât circuitului de intrare cât și circuitului de ieșire, montajul se numește cu *emitor comun*.

Procesele care au loc în acest amplificator sînt în linii mari aceleași ca și la amplificatorul cu bază comună, analizat anterior. Totuși, parametrii montajului sînt diferiți de cei găsiți la celălalt montaj.

Ca și înainte, tensiunea alternativă de amplificat se aplică în serie cu tensiunea bateriei E_B , astfel încît cele două tensiuni se însumează și constituie tensiunea bază-emitor a tranzistorului. În schimb, curentul de intrare este de data aceasta curentul de bază I_B al tranzistorului, și

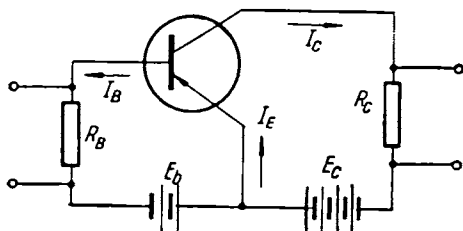


Fig. 7.7. Etaj de amplificare cu tranzistor, în conexiune cu emitor comun.

nu curentul de emitor ca în cazul precedent. Curentul bazei I_B fiind cu mult mai mic decît curentul de emitor I_E , iar curentul colector I_C fiind practic egal cu curentul de emitor, rezultă că în acest montaj curentul de ieșire I_C este conside-

rabil mai mare decât curentul de intrare I_B . Variațiile acestor curenți vor fi și ele aproximativ în același raport; ca urmare, în montajul cu emitor comun se produce și o *amplificare în curent*, spre deosebire de montajul cu baza comună, la care o asemenea amplificare nu există (deoarece $I_C \approx I_E$).

Amplificarea în curent a montajului cu emitor comun este aproximativ egală cu parametrul h_{21} al tranzistorului (v. § 5.4.4), care se notează de obicei cu litera β (beta) și se numește *factor de amplificare în curent în montaj EC* (emitor comun). Între parametrul β și parametrul α (factorul de amplificare în curent în montaj BC) există relația

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}.$$

Avînd în vedere că α are, în mod obișnuit, valori între 0,95 și 0,99, rezultă că β este cuprins între 20 și 100. Amplificarea în curent a montajului EC este deci importantă.

Pe de altă parte, amplificarea în tensiune a montajului EC este și ea relativ mare, deoarece rezistența R_C din colector poate fi aleasă de o valoare corespunzătoare, ca și la montajul BC. Curentul variabil de colector produce, trecînd prin R_C , o tensiune variabilă, care reprezintă tensiunea de ieșire (tensiunea amplificată) a amplificatorului.

Se poate observa că amplificatorul cu tranzistor în conexiune EC amintește cel mai mult de amplificatorul de triodă (care, în acest sens, este un amplificator cu catodul comun). Rolul catodului îl joacă emitorul, rolul grilei îl are baza, iar rolul anodului este preluat de colector. La triodă bateriile de alimentare cu tensiune continuă sînt conectate între anod-catod și grilă-catod, la tranzistor între colector-emitor, respectiv bază-emitor. La triodă tensiunea de intrare se aplică pe grilă, iar tensiunea de ieșire se obține la bornele rezistorului R_C din circuitul anodului. La tranzistor, tensiunea de intrare se aplică pe bază, iar tensiunea de ieșire se obține la bornele rezistorului R_C din circuitul colectorului.

Există, bine înțeles, și deosebiri, care nu trebuie uitate. Sensurile tensiunilor de polarizare la tranzistor sînt altele, curentul bazei are o valoare diferită de zero pe cînd curentul grilei este practic zero etc.

Rezistența de intrare a amplificatorului *EC* este mai mare decât cea a amplificatorului *BC*, deoarece curentul I_B (care reprezintă aici curentul de intrare) este mai mic decât I_E . Valorile uzuale ale rezistenței de intrare sînt $0,5\text{--}5\text{ k}\Omega$. În schimb, rezistența de ieșire este ceva mai mică, de ordinul $20\text{--}100\text{ k}\Omega$. Ca rezultat, la amplificatoarele cu mai multe etaje *EC* adaptarea între etaje este mult mai bună decât în cazul etajelor *BC*.

7.3.3. FUNCȚIONAREA AMPLIFICATORULUI CU TRANZISTOR ÎN CONEXIUNE CU COLECTORUL COMUN

Al treilea mod de conectare a tranzistorului ca amplificator este montajul cu *colector comun*, reprezentat în fig. 7.8.

La prima vedere, acest montaj pare curios și nepotrivit pentru funcționarea ca amplificator. În adevăr, din cele arătate pînă aici rezultă că tensiunea de amplificat trebuie să acționeze asupra joncțiunii emitor-bază, pentru a putea comanda trecerea purtătorilor de sarcină spre colector. La montajul *CC* (colector comun) tensiunea de intrare se aplică tocmai celeilalte joncțiuni, cea bază-colector. Din această cauză, montajul *CC* nici nu dă o amplificare în tensiune:

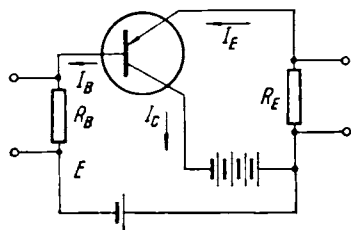


Fig. 7.8. Etaj de amplificare cu tranzistor, în conexiune cu colector comun.

tensiunea de ieșire este totdeauna puțin mai mică decât tensiunea de intrare, diferența mică dintre ele fiind constituită de tensiunea joncțiunii bază-emitor, polarizată în sens direct.

În schimb, schema asigură o amplificare în curent, deoarece curentul de intrare este curentul bazei de valoare redusă, așa cum am văzut și la montajul *EC*, iar curentul de

ieșire este curentul de emitor, practic egal cu curentul de colector. Deoarece $I_C/I_B \approx \beta$, amplificarea în curent a montajului *CC* este aproximativ egală cu factorul de amplificare β , deci aceeași ca și a montajului *EC*.

În consecință, montajul *CC* amplifică numai în curent, amplificarea în tensiune fiind egală aproape cu 1. Această

ultimă proprietate înseamnă că tensiunea de ieșire „urmărește” pe cea de intrare, oricare ar fi variația ei, sau, cu alte cuvinte „repetă” variația acesteia; din acest motiv, montajul *CC* se mai numește repetor pe emitor (există și un montaj similar cu triodă, care se numește „repetor catodic”).

Rezistența de intrare a amplificatorului în conexiune *CC* este relativ mare (de ordinul 20—200 k Ω), deoarece curentul de intrare este mic. În schimb, rezistența de ieșire a lui este mică, de obicei de ordinul sutelor de ohmi.

7.3.4. Comparație între cele trei montaje de amplificare cu tranzistor

În rezumat, principalele proprietăți ale amplificatoarelor cu tranzistoarele în conexiuni *BC*, *EC* și *CC* pot fi rezumate astfel:

	<i>Conexiune BC</i>	<i>Conexiune EC</i>	<i>Conexiune CC</i>
Amplificarea:			
— în curent	≈ 1	mare	mare
— în tensiune	mare	mare	≈ 1
— în putere	mică	mare	mică
Rezistența:			
— de intrare	mică	medie	mare
— de ieșire	mare	medie	mică

Se vede că singura conexiune care asigură amplificare atât în curent cât și în tensiune este cea cu emitorul comun. Datorită acestui fapt, amplificarea în putere a montajului *EC* este mai mare decât a celorlalte.

Conexiunea *BC* dă amplificare numai în tensiune, iar conexiunea *CC* numai în curent. Amplificarea în putere a montajului *BC* este mai mică decât a montajului *EC*, iar cea a montajului *CC* este și mai mică.

Rezistențele de intrare și de ieșire ale montajului *EC* sînt de valori comparabile între ele, pe cînd cele ale montajelor *BC* și *CC* sînt mult diferite între ele.

Datorită acestor proprietăți, montajul *EC* este cel mai mult utilizat. Montajul *BC* este folosit relativ rar, iar montajul *CC* este folosit ca etaj de separare sau de adaptare, pentru trecerea de la o sursă cu rezistență internă mare la o sarcină de rezistență mică.

7.4. AMPLIFICATOARE DE AUDIOFRECVENȚĂ

Amplificatoarele care amplifică semnale cu frecvența cuprinsă între 20 și 20 000 Hz se numesc amplificatoare de audiofrecvență. Ele pot fi amplificatoare de audiofrecvență de semnal mic sau de tensiune (sau preamplificatoare) când sînt destinate să amplifice cît mai mult și fără distorsiuni tensiunea aplicată la intrare, și amplificatoare de audiofrecvență de putere (sau finale), când sînt destinate să mărească puterea oscilațiilor aplicate la intrare.

Nu trebuie să se creadă că amplificatorul de semnal mic amplifică numai tensiuni; el amplifică într-o oarecare măsură și puterea oscilațiilor, deoarece crește și curentul de joasă frecvență, nu numai tensiunea aplicată, dar regimul de funcționare al etajelor lui este de așa natură, încît amplificarea puterii nu prezintă primă importanță.

În cele ce urmează, vom analiza amplificatoarele de audiofrecvență de semnal mic cu tuburi electronice, pe cele cu tranzistoare, apoi amplificatoarele de audiofrecvență de putere cu tuburi electronice și în sfîrșit cele cu tranzistoare.

7.4.1. AMPLIFICATOARE DE SEMNAL MIC CU TUBURI ELECTRONICE

Amplificatoarele sînt compuse din *etaje de amplificare* legate unul după altul. De regulă, fiecare etaj conține cîte un singur tub electronic.

Amplificatoarele de semnal mic se împart, după natura elementelor de legătură sau a circuitelor de legătură dintre două etaje succesive, în mai multe categorii, și anume în:

- amplificatoare de tensiune cu cuplaj între etaje prin rezistență și condensator — denumite uzual amplificatoare RC;
- amplificatoare de tensiune cu bobină de reactanță, și
- amplificatoare de tensiune cu transformator.

Elementele sau circuitele de legătură amintite (RC, bobină de reactanță, transformator) fac parte în același timp din circuitul de ieșire al etajului anterior și din circuitul de intrare al etajului următor.

Amplificatoare de tensiune RC cu triodă. Amplificatoarele RC cu triodă reprezintă cel mai simplu tip de amplificator.

În fig. 7.9 este reprezentată schema unui etaj de amplificare cu triodă. Elementele schemei sînt următoarele: tubul electronic T_1 — triodă, sursa anodică de alimentare E_a , rezistoarele R_a , R_g , R_c și condensatoarele C_g , C_b și C_c .

Condensatorul C_g este necesar pentru ca tensiunea continuă pozitivă a anodului triodei amplificatoare să nu fie aplicată pe grila tubului următor; în schimb, el permite aplicarea tensiunii alternative la grila etajului următor. Rezistorul R_a reprezintă sarcina etajului de pe care se „culege” semnalul amplificat. Rezistorul R_g este necesar pentru a asigura legătura în curent continuu între grilă și punctul comun M . În lipsa rezistorului R_g grila ar putea avea un potențial diferit de al punctului M ; în cazul în care grila, de exemplu, ar fi pozitivă în raport cu punctul M , ar favoriza creșterea curentului anodic pînă la valori care pot deteriora tubul; dimpotrivă, dacă grila ar fi negativă în raport cu punctul M , ar bloca circulația curentului anodic.

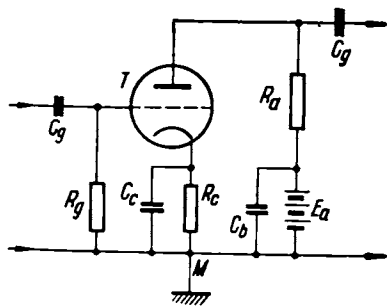


Fig. 7.9. Etaj de amplificare RC cu triodă.

Condensatorul C_b creează un „drum” de impedanță mică componentelor alternative ale curentului anodic, care practic nu vor mai trece prin sursa E_a ; în acest scop, capacitatea lui C_b trebuie să fie suficient de mare.

Grupul R'_c , C'_c asigură așa numita „negativare automată” a triodei. Pentru a nu se mai introduce o sursă specială de negativare (ca sursa E_g din fig. 7.2), grilei i se asigură un potențial constant prin rezistorul R_g (așa cum s-a arătat), iar catodului i se creează un potențial mai ridicat, prin rezistorul R_c conectat în circuitul catodului. Curentul anodic circulînd prin R_c (de sus în jos, pe schemă) produce o cădere de tensiune pe acest rezistor, cu plusul la catod și cu minusul la punctul M . Prin urmare, potențialul grilei, egal cu al punctului M , va fi mai negativ decît cel al catod-

dului. Valoarea rezistenței R_c se alege astfel încît căderea de tensiune $R_c I_a$ să fie egală cu tensiunea de negativare necesară.

Condensatorul de capacitate mare C_c se leagă în paralel pe R_c pentru ca prin el să treacă componentele alternative ale curentului anodic; în acest fel, rezistorul R_c va fi străbătut numai de componența continuă a curentului anodic, deci tensiunea la bornele sale va fi perfect constantă, ca și cea a unei baterii.

Trebuie reținut că în amplificatoare, ca de altfel și în alte montaje electronice, toate circuitele amplificatorului au o bornă comună (cel puțin pentru componentele alternative ale tensiunilor și curenților) — punctul M din fig. 7.9. Tensiunile dintr-un montaj electronic, cînd nu se specifică altfel, sînt raportate la acest punct. În montaje practice acest punct se leagă la șasiu și se numește masa aparatului. Șasiul este prevăzut cu o bornă care se leagă direct la pămînt (care se consideră avînd potențialul de referință zero), fie prin intermediul unui fir conductor, fie prin intermediul unor condensatoare.

Legarea la pămînt a punctului de masă al montajelor electronice este necesară pentru reducerea perturbațiilor datorite cîmpurilor electrice și magnetice exterioare. La aparatele electronice de măsurat și la cele cu caracter industrial, legarea bornei de masă la pămînt este obligatorie și sub aspectul protecției muncii.

La § 7.2.2 s-a arătat că amplificarea în tensiune a etajului poate fi exprimată astfel:

$$A = -\frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_a}},$$

unde.

μ este factorul de amplificare al triodei;

R_i — rezistența internă a triodei;

R_a — rezistența de sarcină.

Din această expresie rezultă că amplificarea unui etaj este totdeauna mai mică decît factorul de amplificare al tubului și are diferite valori, în funcție de raportul dintre R_i și R_a . Din formulă mai rezultă că, o dată cu creșterea

lui R_a , valoarea amplificării A crește, tinzînd către valoarea factorului de amplificare μ al tubului.

Așadar, amplificarea în tensiune a unui etaj este limitată ca valoare factorul de amplificare al tubului cu care lucrează.

Pentru a obține o amplificare mare, trebuie utilizate triode cu μ mare, de ordinul 40–100.

Valoarea curentului anodic, în lipsa tensiunii alternative de pe grilă (tensiunea de semnal), se numește curent de repaus și se notează cu I_{a0} . Punctul de pe caracteristică (punctul O în fig. 7.10) corespunzător curentului de repaus se numește punct de funcționare.

În fig. 7.10 se arată cum se determină punctul mediu de funcționare O , în lipsa tensiunii aplicate pe grilă, la intersecția caracteristicii $U_g = E_g$ cu dreapta I_{a0} . Tensiunea U_{a0} este tensiunea de repaus care se găsește pe anodul triodei în lipsa semnalului.

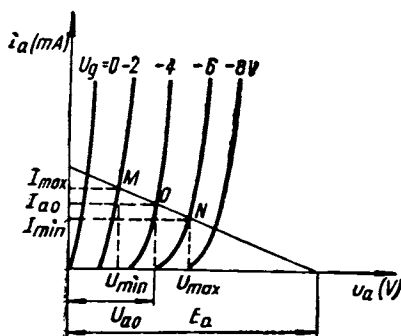


Fig. 7.10. Caracteristica dinamică în planul caracteristicilor anodice ale triodei.

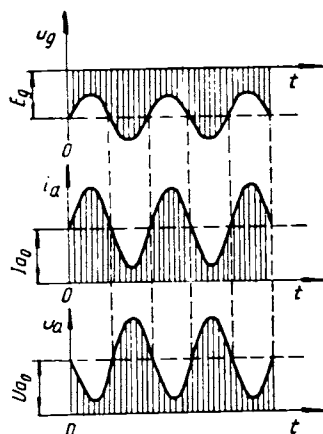


Fig. 7.11. Variația în timp a curenților și a tensiunilor la amplificatorul cu triodă.

Dacă pe grilă se aplică un semnal sinusoidal cu amplitudinea U_g , curentul anodic variază între limitele notate pe caracteristici cu M (I_{max}) și N (I_{min}), iar tensiunea la anodul tubului între limitele U_{min} (corespunzătoare lui I_{max}) și U_{max} (corespunzătoare lui I_{min}). Linia MN ,

pe care se deplasează punctul de funcționare în timpul procesului de amplificare, se numește caracteristica dinamică.

În fig. 7.11 se prezintă variația în timp a mărimilor i_a și u_a în funcție de variația tensiunii u_g .

Trebuie reținut că în cazul sarcinii rezistive curentul anodic și tensiunea anodică oscilează în antifază; când curentul anodic crește, tensiunea anodică scade, și invers.

Diferența dintre tensiunea E_a și tensiunea U_{a0} de pe anodul tubului reprezintă căderea de tensiune pe rezistorul de sarcină R_a .

Să examinăm acum problema puterii într-un etaj de amplificare. Dacă pe grilă nu se aplică semnal, în circuitul anodic circulă un curent continuu, care dezvoltă putere, pe de o parte, în rezistorul de sarcină R_a , pe de altă parte, pe anodul tubului. Atunci când pe grilă se aplică o tensiune alternativă, curentul anodic devine pulsatoriu, iar componența lui alternativă dezvoltă în R_a o putere utilă, care poate fi calculată cu relația:

$$P_u = \frac{1}{2} I_{max} R_a = \frac{1}{2} I_{max} U_{max} = \frac{1}{2} \frac{U_{max}^2}{R_a}$$

(coeficientul $1/2$ intervine deoarece se lucrează cu valorile de vîrf ale curentului și tensiunii).

Sursa de alimentare debitează o putere egală cu

$$P_{sursă} = I_{a0} E_a.$$

Diferența dintre $P_{sursă}$ și P_u se disipă pe anodul tubului amplificator.

Schemele echivalente reale ale amplificatorului cu rezistență și capacitate. Schema reală a unui amplificator RC este mai complicată, datorită și capacităților parazite din montaj, C_m , capacității anod-catod a tubului, C_{ac} și impedanței de intrare a etajului următor. Schema echivalentă reală a etajului amplificator este cea din fig. 7.13, b.

În schema reală a amplificatorului RC (fig. 7.12, a) rolul unor elemente ca R_g , R_a , C_g , R_c , C_c este deja cunoscut.

Capacitatea C_{ac} este capacitatea parazită dintre anodul și catodul primului tub. La majoritatea triodelor C_{ac} este de ordinul 5–15 pF. Capacitatea C_m reprezintă capacitatea

parazită dintre firele de conexiune ale montajului, elementele de circuit și masa aparatului. Ea este de ordinul de mărime 5–30 pF.

Impedanța de intrare a etajului următor este formată din R_{intr} — rezistența de intrare a tubului următor, care

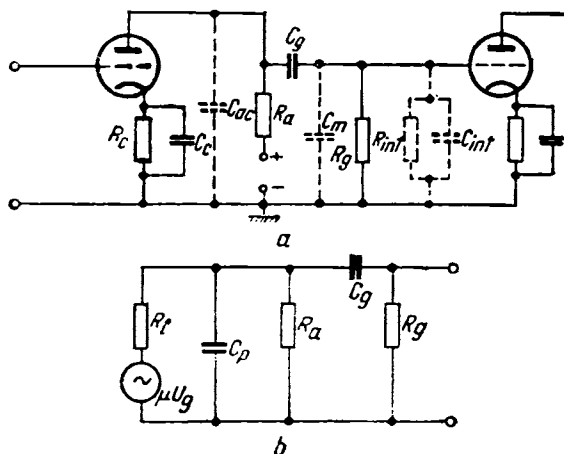


Fig. 7.12. Schema amplificatorului, cu capacitățile parazite ale tuburilor și ale montajului:
a — schema reală; b — schema echivalentă.

are valori foarte mari, de ordinul zecilor de megohmi, și C_{intr} — capacitatea de intrare în regim dinamic, care este de ordinul zecilor de picofarazi.

Toate elementele amintite, intervenind în schema reală a unui amplificator, acționează asupra coeficientului de amplificare al acestuia și fac ca amplificatoarele să nu se comporte la fel în toată gama frecvențelor audio. Principalele elemente perturbatoare sînt: capacitatea C_g și capacitatea $C_p = C_{ac} + C_m + C_{intr}$, care apar în schema echivalentă din fig. 7.12, b.

Domeniul frecvențelor medii. În această gamă de frecvențe, reactanța $\frac{1}{\omega C_g}$ a condensatorului de cuplaj este foarte mică și reprezintă practic un scurtcircuit pentru curentul alternativ, iar reactanțele celorlalte capacități C_c , C_m și

C_{intr} care compun capacitatea practică C_p sînt mari și pot fi neglijate, întrucît efectul lor de șuntare este foarte mic. De exemplu, $C_g=10\,000$ pF, $C_{ac}=13$ pF, $C_{intr}=300$ pF, pentru un tub care se presupune că urmează după etajul examinat, iar capacitatea C_m a montajului este aproximativ 30 pF. Cu aceste valori, la frecvența de 800 Hz, reactanțele condensatoarelor au următoarele valori ($\omega=2\pi f=2\cdot 3,14\cdot 800=5\,000$ rad/s):

$$\frac{1}{\omega C_g} = \frac{1}{5\,000 \cdot 10\,000 \cdot 10^{-12}} = 20 \text{ k}\Omega;$$

$$\frac{1}{\omega C_{ac}} = 15,4 \text{ M}\Omega; \quad \frac{1}{\omega C_m} = 6,7 \text{ M}\Omega; \quad \frac{1}{\omega C_{intr}} = 6,6 \text{ M}\Omega.$$

Valorile uzuale pentru celelalte elemente ale montajului sînt: $R_t=60$ k Ω ; $R_a=250$ k Ω ; $R_g=1$ M Ω .

Se vede astfel că reactanța condensatorului C_g este aproximativ de 50 ori mai mică decît rezistența R_g , putîndu-se considera neglijabilă căderea de tensiune pe ea, iar reactanțele condensatoarelor C_{ac} , C_m și C_{intr} reprezintă aproximativ 5 M Ω , în paralel cu R_a de 250 k Ω și R_g de 1 M Ω , care dau o rezistență echivalentă de aproximativ 200 k Ω . Față de această valoare de 200 k Ω cei 5 M Ω introduși în paralel cu C_{ac} , C_m și C_{intr} nu modifică cu nimic schema. Aceste rezultate arată că schema echivalentă a amplificatorului de tensiune în domeniul frecvențelor mijlocii poate fi simplificată, ca în fig. 7.13, *a*. Expresia amplificării pentru acest caz este dată de formula:

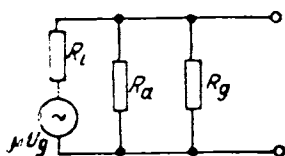
$$A = \frac{\mu}{1 + \frac{R_t}{R_a} + \frac{R_t}{R_a}} \text{ sau } A = S R_{ech}$$

în care S este panta tubului, iar R_{ech} — rezistența echivalentă a rezistențelor R_t , R , R_g în paralel.

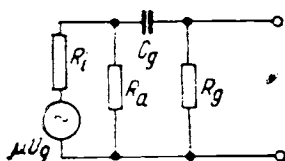
De aici rezultă că amplificarea nu depinde de frecvență, fiind constantă în toate gama frecvențelor medii.

Domeniul frecvențelor inferioare. În acest domeniu reactanța condensatoarelor de cuplaj C_g nu mai poate fi neglijată, valoarea ei devenind comparabilă cu cea a rezistenței R_g . Reactanțele capacităților C_{ac} , C_m și C_{intr} pot fi

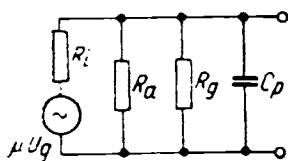
neglijate, ca și la frecvențe medii, efectul lor de șuntare fiind extrem de mic. Schema echivalentă are, în acest caz, forma din fig. 7.13, *b*. Conținând în schemă și o reactanță, a cărei valoare variază cu frecvența, înseamnă că și amplificarea etajului va fi funcție de frecvență. Astfel, o dată cu scăderea frecvenței crește reactanța capacității C_g , căderea de tensiune la bornele ei crește și deci tensiunea aplicată pe grila tubului următor scade și amplificarea etajului scade o dată cu scăderea frecvenței.



a



b



c

Fig. 7.13. Scheme echivalente ale amplificatorului RC:

a — la frecvența medii; *b* — la frecvențe joase; *c* — la frecvențe înalte.

Domeniul frecvențelor superioare. În acest domeniu reactanța condensatorului C_g este neglija-

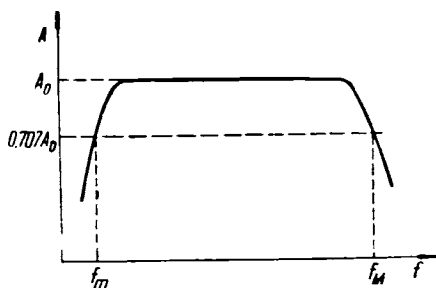


Fig. 7.14. Caracteristică de frecvență a unui amplificator RC.

bilă, în schimb efectul celorlalte capacități C_m , C_c , C_{intr} devine apreciabil. Schema echivalentă are, în acest caz, forma din fig. 7.13, *c*. Pe măsură ce frecvența crește, reactanța corespunzătoare capacității C_p scade și impedanța totală a elementelor R_a , R_g și C_p care sînt legate în paralel scade de asemenea. În acest caz, amplificarea etajului se micșorează o dată cu creșterea frecvenței.

Curba de variație a coeficientului de amplificare la amplificatorul RC, în funcție de frecvență, denumită uzual și caracteristică de frecvență sau curbă de răspuns, este similară cu cea din fig. 7.14.

Pe această caracteristică de frecvență sînt marcate două frecvențe, f_m și f_M , corespunzătoare unei amplificări cu 3 dB mai mici decît amplificarea A_0 (adică $0,707 A_0$) la frecvențele din mijlocul benzii. Aceste frecvențe se numesc: f_m — frecvența limită inferioară și f_M — frecvența limită superioară și determină banda de trecere a unui amplificator.

În fig. 7.15, *a* se arată influența valorii capacității C_g asupra curbei de răspuns la frecvențe joase, iar în fig. 7.15, *b* — influența capacității C_p la frecvențe înalte. Se vede că,

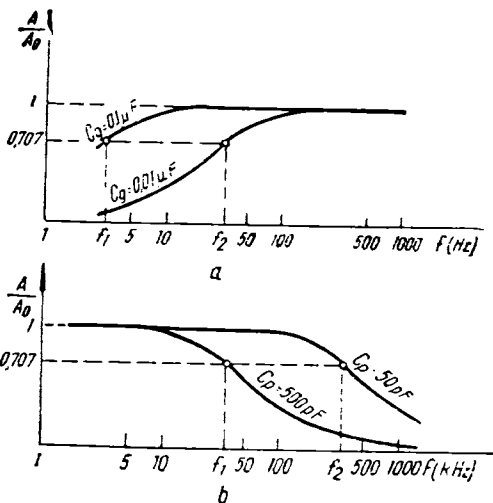


Fig. 7.15. Influența unor capacități din montaj asupra caracteristicii de frecvență a unui amplificator RC.

a — influența capacității de cuplaj; *b* — influența capacității parazitare.

pentru a îmbunătăți curba de răspuns la frecvențe joase, trebuie să se aleagă condensatoare C_g de capacitate cît mai mare, iar pentru a o îmbunătăți la frecvențe înalte, trebuie micșorate capacitățile care îl compun pe C_p .

Amplificatoare de tensiune RC cu pentode. Funcționarea etajului amplificator RC cu pentodă nu diferă principial de a celui cu triodă, o schemă uzuală fiind cea din fig. 7.16, *a*. Elementele care apar în plus față de un amplificator RC

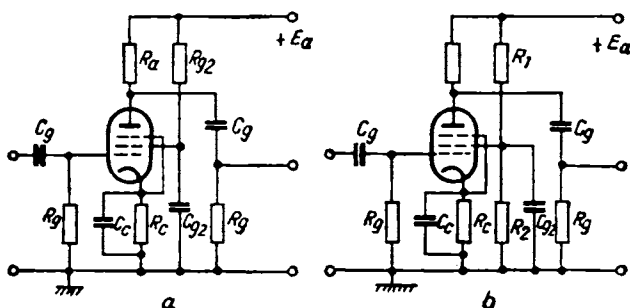


Fig. 7.16. Etaje de amplificare RC cu pentodă:

a — cu alimentarea ecranului printr-un rezistor; *b* — cu alimentarea ecranului printr-un divizor de tensiune.

cu triodă sînt cele determinate de prezența grilelor supresor și ecran ale pentodelor. În majoritatea amplificatoarelor supresorul se leagă direct la catodul tubului, iar ecranul se alimentează de la sursa de alimentare anodică, fie printr-un rezistor serie R_{g2} , decuplat prin condensatorul de decuplare C_{g2} , fie prin intermediul unui divizor de tensiune ca în fig. 7.16, *b*.

Amplificarea se exprimă similar ca și în cazul triodelor:

$$A = \frac{\mu R_a}{R_i + R_a},$$

dar deoarece R_i la pentode este foarte mare, la numitorul expresiei R_a se poate neglija în raport cu acesta, și avînd în vedere că $\frac{\mu}{R_i} = S$, expresia amplificării devine

$$A = SR_a.$$

Amplificatoare de tensiune cu transformator. Etajul de amplificare cu transformator se utilizează, uneori, datorită unor avantaje pe care le prezintă. Astfel, el asigură o cădere de tensiune continuă mică în circuitul anodic (pe bobina primară a transformatorului) și astfel $U_{a0} = E_a$, putînd funcționa în bune condiții cu o sursă de tensiune E_a rela-

tiv redusă. În plus, el are o amplificare mare, care poate fi chiar mai mare decât factorul de amplificare al tubului, ceea ce este imposibil de realizat cu celelalte tipuri de etaje de amplificare. Acest lucru se explică prin faptul că

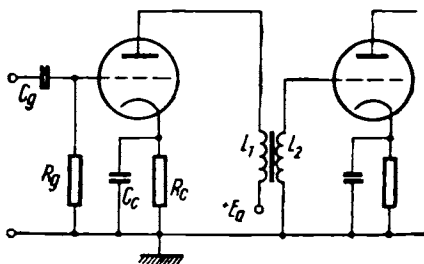


Fig. 7.17. Etaj de amplificare cu cuplaj prin transformator.

tensiunea alternativă este amplificată nu numai de tub, ci și de transformator, dacă se folosește un transformator ridicător de tensiune.

Un alt avantaj al etajului de amplificare cu transformator îl constituie separarea completă, care se realizează între circuitul anodic al tubului etajului amplificator și circuitul de grilă al etajului următor. Neexistând un condensator de cuplaj între etaje, nu mai apare pericolul de a se aplica prin rezistența lui de izolație o tensiune pozitivă pe grila etajului următor.

Schema unui etaj de amplificare cu transformator se prezintă în fig. 7.17.

Un dezavantaj al amplificatorului cu transformator constă în caracteristica sa de frecvență mai proastă decât cea a amplificatorului cu cuplaj RC . Amplificarea la frecvențe joase scade din cauza reactanței mici a primarului transformatorului, iar la frecvențe înalte crește din cauza capacității parazite a secundarului și a inductanței de dispersie a transformatorului (care dau un efect de rezonanță).

Un alt dezavantaj important al amplificatoarelor cu cuplaj prin transformator constă în faptul că componenta continuă a curentului anodic al tubului, care trece prin circuitul primar al transformatorului, produce magnetizarea, uneori pînă la saturație, a miezului magnetic.

7.4.2. AMPLIFICATOARE DE PUTERE CU TUBURI ELECTRONICE

Generalități. Etajul amplificator de putere are rolul de a furniza în impedența de sarcină dată o anumită putere. Pentru obținerea puterii de ieșire aceste amplificatoare necesită, în general, puteri de alimentare anodică și tensiuni de intrare mari. În cazul amplificatoarelor de tensiune, puterea absorbită de la sursă este redusă și randamentul etajului amplificator nu prezintă practic importanță. În amplificatoarele de putere, unde randamentul etajului nu mai este neglijabil, se ridică probleme speciale de obținere a unei amplificări cu distorsiuni cât mai reduse și randament cât mai ridicat; acest lucru este necesar, pe de o parte, pentru micșorarea energiei consumate, pe de altă parte, pentru reducerea puterii disipate pe electrozii tubului, la aceeași putere utilă în impedența de sarcină.

Se obișnuiește ca amplificatoarele de putere să se împartă în trei clase fundamentale de amplificare: A, B și C (fig. 7.18). Caracteristic pentru o clasă de amplificare este regimul de amplificare al tubului electronic utilizat, adică poziția punctului mediu de funcționare pe caracteristica de grilă și amplitudinea tensiunii alternative aplicată pe grilă.

În clasa A (fig. 7.18, *a*) negativarea E_g se alege astfel încît punctul de funcționare M să se afle la mijlocul porțiunii rectilinii a caracteristicii. Tensiunea de grilă se alege astfel încît maximum pozitiv să nu depășească limita peste care apar curenții de grilă, iar maximum negativ să nu depășească porțiunea rectilinie a caracteristicii. În aceste condiții, curentul anodic circulă permanent prin tub, reproducînd (la scara respectivă) forma tensiunii de excitație și deci avînd distorsiuni foarte mici. În absența semnalului, prin tub circulă curentul de repaus, I_{c0} , de valoare relativ mare.

În clasa B (fig. 7.18, *b*) tensiunea de negativare se alege astfel, încît punctul de funcționare M coincide aproximativ cu origina caracteristicii de grilă. În acest caz se amplifică numai semiperioada pozitivă a tensiunii de grilă. Curentul anodic este pulsatoriu, sub formă de impulsuri cu intervale de o semiperioadă între ele. După cum se vede, în acest caz curentul anodic este distorsionat. În absența

semnalului, curentul de repaus I_{a0} are o valoare mică, practic neglijabilă.

În clasa C (fig. 7.18, c), prin alegerea corespunzătoare a negativării E_g , punctul de funcționare M se deplasează dincolo de punctul de tăiere a curentului anodic. În acest

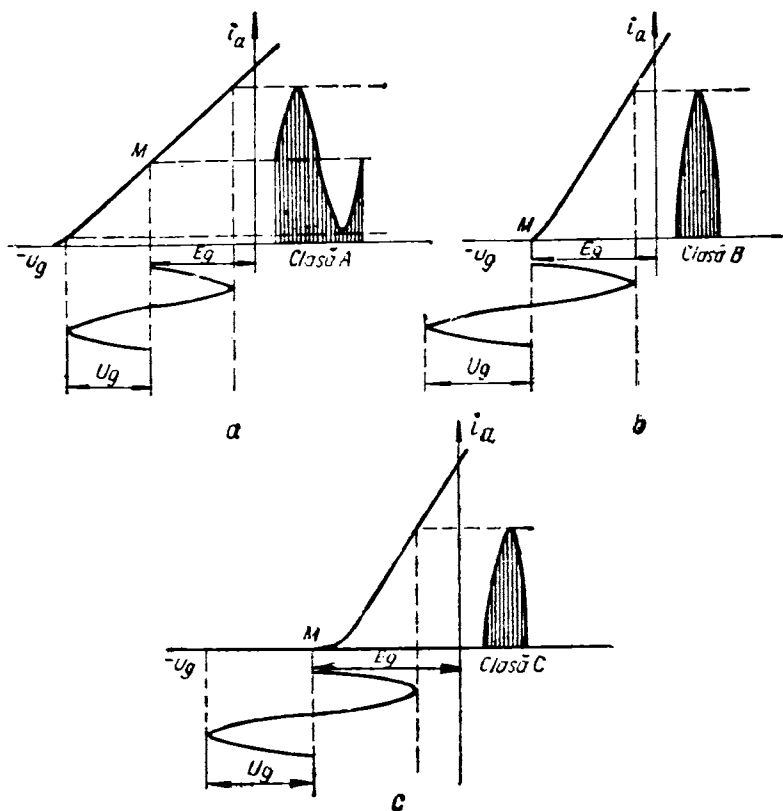


Fig. 7.18. Regimuri de amplificare:

a - clasă A; b - clasă B; c - clasă C.

caz se amplifică numai vîrfurile semiperioadei pozitive a tensiunii de grilă. Curentul anodic este și în acest caz pulsatoriu, intervalul dintre două impulsuri ale curentului ano-

dic fiind mai mare decît o semiperioadă a tensiunii de grilă. Și în acest caz curentul anodic este puternic distorsionat. În absența semnalului, curentul de repaus I_{a0} are o valoare nulă.

Există etaje amplificatoare care funcționează și în regimuri intermediare, de exemplu, între clasele A și B sau B și C; aceste regimuri se numesc corespunzător AB sau BC.

Să vedem cum se comportă schemele din punctul de vedere al randamentului. Randamentul η al unui amplificator se definește ca raportul dintre puterea de ieșire datorită semnalului util P_u și puterea absorbită de la sursa de alimentare P_a :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a}.$$

Puterea absorbită de la sursa de alimentare se consumă, pe de o parte, în impedența de sarcină, sub forma de putere utilă P_u , pe de altă parte, sub formă de putere disipată pe anodul tubului P_a și putere pierdută în rezistența de negativare P_n :

$$P_a = P_u + P_a + P_n.$$

De aici rezultă:

$$\eta = \frac{P_u}{P_u + P_a + P_n}.$$

Deoarece P_a se determină, la rîndul său, prin produsul $P_a = U_{a0} I_{a0}$, rezultă că, cu cît valoarea curentului de repaus anodic I_{a0} este mai mare, cu atît P_a este mai mare și deci randamentul mai scăzut. În clasa A, unde I_{a0} are valoare maximă, schema are randamentul minim. Practic, în clasa A randamentul unui amplificator nu depășește 20–24%. Aceasta înseamnă că 75–80% din putere se pierde în tub. În clasa B, unde curentul de repaus scade considerabil, randamentul poate să ajungă la 60–65%, iar în clasa C, chiar pînă la 80%.

În concluzie, amplificatoarele funcționînd în clasa A amplifică semnale asigurînd un factor de distorsiuni scăzut, dar cu un randament foarte mic, ceea ce face rentabilă utilizarea lor numai cînd sînt necesare puteri mici; amplifica-

toarele în clasele B, pentru a elimina distorsiunile mari, se folosesc în scheme speciale, denumite amplificatoare în contratimp (sau în „pushpull”).

Amplificatoarele în clasa C se folosesc numai la frecvențe înalte, avînd ca sarcină circuite oscilante.

Scheme de amplificatoare de audiofrecvență de putere cu tuburi electronice. Amplificatoarele de audiofrecvență de putere, denumite uzual amplificatoare finale, au rolul de a amplifica puterea oscilațiilor de audiofrecvență și de a transmite această putere impedanței de sarcină (care constă, de obicei, din unul sau mai multe difuzoare electrodinamice).

Dacă puterea necesară la ieșire nu depășește cîțiva wați, etajul final se construiește cu un singur tub funcționînd în clasa A. Etajul final cu un singur tub se folosește în amplificatoarele de la picupuri, magnetofoane, receptoare, televizoare. În cazul unor puteri mai mari, înaintea etajului final se utilizează tot un etaj de putere, denumit uzual preamplificator final.

Cuplajul între etajul final și preamplificatorul se poate realiza prin transformatoare, prin rezistență, prin bobină de reactanță etc. După cum s-a mai arătat, impedanța de sarcină a unui etaj final de audiofrecvență constă, în general, din difuzoare. Impedanța unui difuzor electrodinamic la frecvențele joase și medii din banda frecvențelor audio se comportă ca o rezistență de valoare mică (ohmi sau zeci de ohmi), iar în domeniul frecvențelor înalte se comportă ca o rezistență în serie cu o inductanță.

Impedanța de sarcină se poate conecta la amplificatorul final în diferite moduri: direct — în circuitul anodic al etajului final, sau indirect — prin intermediul unei bobine de reactanță, transformator sau autotransformator (fig. 7.19).

Schema cel mai des utilizată astăzi pentru conectarea impedanței de sarcină la un amplificator clasă A este cea cu cuplaj prin transformator. Avantajele acestei scheme, în raport cu celelalte, sînt următoarele: componenta continuă a curentului anodic nu parcurge sarcina, trecînd prin primarul transformatorului de ieșire; sarcina nu se află sub tensiune anodică continuă, fiind conectată în circuitul secundar al transformatorului; prin această schemă se pot

conecta la etajul final orice sarcini, indiferent de impedanța pe care o au, deoarece utilizând un transformator cu raport de transformare corespunzător se poate realiza orice adaptare de impedanțe.

Transformatorul de ieșire se comportă în același mod ca și transformatorul de cuplaj descris la § 7.4.1, dar spre deo-

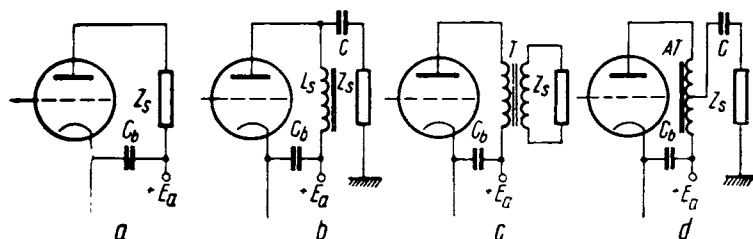


Fig. 7.19. Moduri de cuplare a sarcinii la un amplificator de putere: a — cuplaj direct; b — cuplaj prin bobină de șoc; c — cuplaj prin transformator; d — cuplaj prin autotransformator

sebite de aceasta din urmă, care se face, de obicei, ridicător de tensiune, transformatoarele de ieșire sînt, în majoritatea cazurilor, coborîtoare de tensiune, deoarece cele mai multe difuzoare au o impedanță mult mai mică decît valoarea optimă necesară. În funcție de valoarea rezistenței de sarcină R_s , recomandată pentru etajul final și de rezistența difuzorului R_d , raportul de transformare al transformatorului este

$$n = \sqrt{\frac{R_s}{R_d}}.$$

Numărul de spire din primar se ia suficient de mare pentru ca reactanța inductivă la frecvențele audio joase să nu fie prea mică; în caz contrar, amplificarea la aceste frecvențe ar fi foarte redusă.

Amplificare în contratimp. Dacă puterea necesară la ieșire crește, se impune tot mai mult utilizarea claselor de amplificare AB și B, care să asigure un radament mai ridicat. Întrucît utilizarea acestor clase ar introduce distorsiuni mari, în cazul schemelor simple, cu un singur tub, se utilizează scheme speciale, denumite în contratimp (fig. 7.20).

Montajul în contratimp este un etaj de amplificare dublu, fiind combinat din două etaje simple, care lucrează cu un defazaj de 180° cu surse de alimentare comune. Particularitatea acestui montaj constă în faptul că la cele două

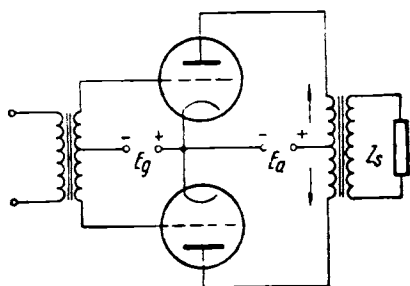


Fig. 7.20. Amplificator de putere în contratimp.

tuburi catodici sînt legați între ei, iar transformatoarele de intrare și ieșire au fiecare câte o priză mediană, primul în secundar și cel de al doilea în primar. La aceste puncte mediane ale transformatoarelor se conectează sursele de alimentare E_a și E_g . Componentele continue ale curenților anodici trec prin înfășurarea primară a transfor-

matorului de ieșire, după cum indică săgețile din fig. 7.20. Astfel, acțiunea magnetizantă a curentului anodic dintr-un tub este anulată de acțiunea curentului celui de-al doilea tub, și pericolul ca miezul magnetic să se satureze este practic inexistent, ceea ce prezintă două avantaje: pe de o parte, distorsiunile neliniare ale amplificatorului scad, iar pe de altă parte, miezul transformatorului poate fi dimensionat mai mic decât în cazul magnetizării permanente.

În fig. 7.21 sînt date și reprezentările grafice care explică funcționarea montajului din punctul de vedere al componentelor alternative. Astfel, cu toate că fiecare dintre tuburi funcționează în clasă B (conduce numai o jumătate de perioadă, deoarece defazajul curenților anodici este de 180°), fluxul magnetic variabil la bornele circuitului primar al transformatorului are aceeași frecvență ca și tensiunea alternativă aplicată la intrarea etajului și induce în secundarul transformatorului de ieșire o tensiune alternativă de aceeași frecvență.

Se observă, deci, că cele două tuburi conduc pe rînd câte o jumătate de perioadă; deși curentul prin fiecare tub este puternic distorsionat, fluxul magnetic în transformatorul de ieșire este sinusoidal, deci tensiunea pe sarcină este și ea nedistorsionată.

Un alt avantaj al montajului în contratimp îl constituie sensibilitatea lui mai redusă în raport cu pulsațiile tensiunilor de alimentare și obținerea din aceste considerente a unui zgomot de fond mai mic decât într-un etaj obișnuit..

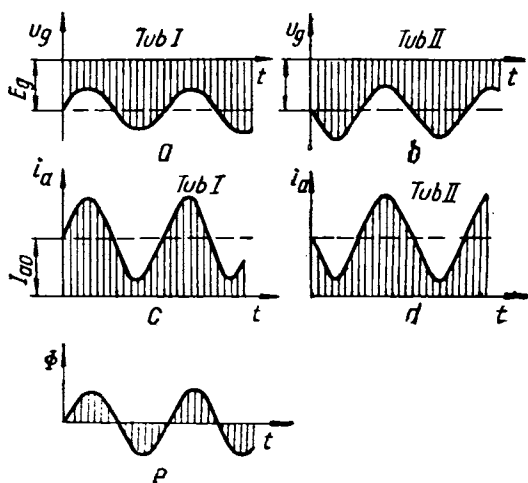


Fig. 7.21. Variația în timp a mărimilor la etajul de amplificare în contratimp:

a — tensiunea grilei pe unul din tuburi; *b* — tensiunea grilei pe celălalt tub; *c* — curentul anodic prin primul tub; *d* — curentul anodic prin al doilea tub; *e* — fluxul magnetic în transformatorul de ieșire.

În practică se impune uneori sortarea tuburilor, astfel încât caracteristicile lor să fie cât mai apropiate; de asemenea, se impune ca cele două secțiuni (jumătăți) ale transformatoarelor de intrare și ieșire să fie cât mai simetric executate, pentru ca excitația aplicată tuburilor pe grilă și recompunerea semnalului în circuitul anodic să nu introducă distorsiuni.

7.4.3. AMPLIFICATOARE DE SEMNALE MICI, CU TRANZISTOARE

Din studiul proprietăților fundamentale ale tranzistoarelor (cap. 5) a rezultat că, într-o anumită măsură, există o analogie tub-tranzistor, aproape oricare montaj

cu triodă sau pentodă putându-se realiza și cu ajutorul unui tranzistor. Circuitele cu tranzistoare prezintă însă și unele particularități, care le deosebesc de circuitele corespunzătoare cu tuburi:

a) O primă particularitate a circuitelor cu tranzistoare rezultă din proporționalitatea curentului de colector cu curentul de bază. S-a văzut că $I_c = \beta I_B$, unde β (factorul de amplificare în curent pentru montajul cu emitorul comun) este aproape independent de I_B , între anumite limite ale acestui curent. În consecință, tranzistorul poate fi privit mai degrabă ca un amplificator de curent, spre deosebire de triodă (sau pentodă), care este un amplificator de tensiune.

b) O altă particularitate, legată de prima, este aceea că rezistența de intrare a tranzistorului are o valoare relativ mică, spre deosebire de rezistența de intrare a tuburilor electronice, care de cele mai multe ori este atît de mare, încît nu trebuie luată în considerație. Rezistența mică de intrare a tranzistorului, fiind conectată la ieșirea etajului precedent (sau a generatorului care debitează pe amplificatorul cu tranzistor), limitează amplificarea acestuia. În plus, la amplificatoarele cu circuite acordate această rezistență produce o amortizare suplimentară a circuitului oscilant, micșorînd selectivitatea acestuia.

c) Rezistența de intrare a montajelor cu tranzistoare este nu numai mică, dar și neliniară, adică depinde de tensiunea aplicată. Aceasta produce apariția unor distorsiuni, care pot fi importante dacă generatorul care debitează pe etajul cu tranzistor are impedanță interioară mică (uneori, pentru a reduce acest efect, se conectează o rezistență în serie cu intrarea etajului).

d) Parametrii tranzistoarelor depind destul de mult de temperatură, fapt de care trebuie să se țină seamă la proiectarea etajelor cu tranzistoare. Această dependență este cu totul neglijabilă la tuburile electronice.

Particularitățile enumerate fac ca schemele amplificatoarelor cu tranzistoare să fie diferite de cele corespunzătoare cu tuburi. Diferențele provin mai ales din modul diferit în care se face polarizarea electrozilor; la tranzistoare se poate vorbi mai degrabă de o „polarizare în curent decît de „polarizare în tensiune“ ca la tuburile electronice.

În plus, existența tranzistoarelor pnp și nnp , funcționarea lor cu potențialul bazei intermediar între potențialul emitorului și cel al colectorului (la o triodă potențialul catodului este cel care are o valoare intermediară între potențialele grilei și anodului) etc. sînt alte cauze ale deosebirilor existente între schemele cu tranzistoare și cele analoage cu tuburi.

Dintre cele trei montaje fundamentale — cu emitorul comun EC , cu baza comună BC și cu colectorul comun CC — montajul EC este cel mai des folosit în amplificatoare, din două motive: în primul rînd, el dă o amplificare în putere mai mare decît celelalte montaje, iar în al doilea rînd, etajele EC ale unui amplificator cu mai multe etaje se adaptează mai bine între ele. Această adaptare mai bună trebuie înțeleasă în modul următor: se știe că un generator cu rezistența interioară R_i dată, debitează o putere maximă atunci cînd sarcina are o rezistență R_l egală cu R_i . Dacă legăm una după alta mai multe etaje de amplificare (le legăm în cascadă), rezistența de sarcină a unui etaj va fi egală cu rezistența de intrare a etajului următor. Situația optimă este deci aceea în care rezistența de intrare a unui etaj este apropiată ca valoare de rezistența de ieșire a sa (rezistența internă a etajului). Ori, la etajele BC și CC aceste rezistențe diferă foarte mult între ele; la un etaj BC rezistența de intrare este de cîteva mii de ori mai mică decît rezistența de ieșire, iar la un etaj CC rezistența de intrare este de cîteva sute de ori mai mare decît rezistența de ieșire.

Parametrii importanți ai amplificatoarelor cu tranzistoare sînt, în linii mari, aceiași ca și ai amplificatoarelor cu tuburi. Datorită particularităților arătate anterior, la amplificatoarele cu tranzistoare interesează — mai mult decît la cele cu tuburi — și unii parametri, ca rezistența de intrare; la un amplificator cu tuburi se realizează, de obicei cu ușurință, o rezistență de intrare mare, astfel că valoarea ei nu interesează de cele mai multe ori. De asemenea, la amplificatoarele cu tranzistoare, chiar la cele de semnale mici, interesează mai mult amplificarea în putere decît amplificarea în tensiune.

Stabilizarea regimului de funcționare a etajelor cu tranzistoare. Cea mai simplă schemă de etaj de ampli-

ficare cu tranzistor cu cuplaj RC este cea reprezentată în fig. 7.22, a. Semnalul de amplificat se aplică, prin condensatorul de cuplaj C_1 , pe baza tranzistorului. Semnalul amplificat se obține între colectorul tranzistorului și masă, și se aplică etajului următor prin condensatorul de cuplaj C_2 . Prin rezistorul R_1 se aplică pe baza tranzistorului o polarizare corespunzătoare (un curent continuu), de la bateria de alimentare. Rezistorul R_2 constituie sarcina etajului (de fapt, în paralel pe R_2 există și rezistența de intrare a etajului următor, care nu poate fi neglijată, fiind de obicei mai mică decât R_2). Curentul de colector al tranzistorului depinde de rezistența R_1 , care determină curentul bazei. În acest mod, regimul de funcționare a etajului este determinat, în principal, de rezistența R_1 , prin alegerea căreia se fixează punctul de funcționare a tranzistorului.

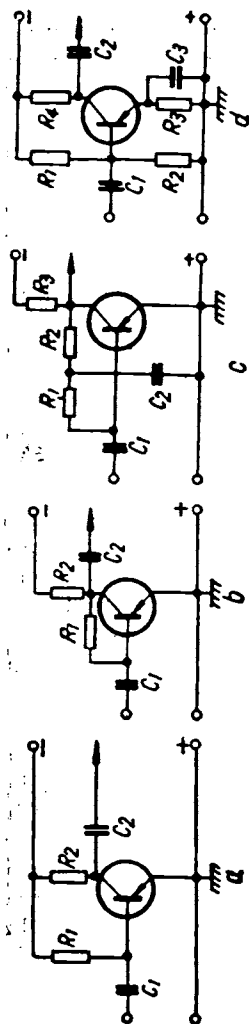


Fig. 7.22. Etaje de amplificare pentru semnale mici, cu tranzistoare:

a — fără stabilizarea regimului de funcționare; b — cu alimentarea bazei de la colector; c — același montaj, cu eliminarea reacției în curent alternativ; d — cu stabilizare prin trei rezistoare.

Dezavantajul etajului de amplificare realizat ca în fig. 7.22, a este că temperatura mediului ambiant influențează puternic curentul de colector al tranzistorului. În adevăr, curentul rezidual — care reprezintă o anumită fracțiune din curentul total — variază mult cu temperatura, modifi-

când punctul de funcționare al tranzistorului. Aceasta poate duce la apariția unor distorsiuni supărătoare și, în

anumite cazuri, chiar la distrugerea tranzistorului, din cauza creșterii excesive a curentului care îl parcurge.

Pentru a preîntîmpina aceste neajunsuri, se aleg scheme care asigură o stabilizare a regimului de funcționare a tranzistorului. Aceste scheme sînt bazate pe o reacție negativă în curent continuu (v. § 7.3.5), astfel realizată, încît modificarea curentului de colector să devină neglijabilă. O asemenea schemă este arătată în fig. 7.22, *b*. Stabilizarea regimului se obține datorită faptului că polarizarea bazei tranzistorului se face cu un curent care nu este luat direct de la sursa de alimentare, ci de la colector, prin intermediul rezistorului R_1 . În această schemă curentul de colector este menținut la o valoare aproape constantă, într-o gamă relativ largă de temperatură. Dacă, de exemplu, creșterea temperaturii produce o mărire a curentului de colector, tensiunea colectorului se micșorează. Din această cauză, scade și curentul prin R_1 și prin baza tranzistorului, ceea ce produce o scădere a curentului de colector pînă la o valoare apropiată de cea inițială.

Legarea rezistorului R_1 ca în fig. 7.22, *b* are ca rezultat și o oarecare scădere a amplificării etajului, prin faptul că sînt reduse pe această cale și variațiile utile ale curentului de colector, adică semnalul util (se produce o reacție negativă). Acest efect poate fi eliminat dacă se utilizează schema din fig. 7.27, *c*. În această schemă, componenta alternativă a tensiunii de colector nu este transmisă pe baza tranzistorului, datorită condensatorului C_3 care, avînd o reactanță mică, scurtcircuitază această componentă.

Schemele din fig. 2.22, *b*, *c*, sînt eficace numai dacă rezistența de colector R_2 este suficient de mare. O schemă cu performanțe mai bune este cea din fig. 2.22, *d*, numită și schemă de stabilizare cu trei rezistențe. În această schemă, tensiunea bazei este fixată prin divizorul R_1 , R_2 , iar între emitor și masă se introduce rezistorul R_3 . Dacă, de exemplu, temperatura mediului crește, curentul de colector crește și el, producînd o mărire a căderii de tensiune pe R_3 . Prin aceasta diferența de potențial U_{BE} dintre bază și emitor scade (deoarece potențialul bazei este menținut constant de divizorul E_1 , R_2), ceea ce duce la o scădere a curentului de colector, restabilindu-se astfel situația inițială.

Condensatorul C_3 elimină reacția negativă care s-ar produce datorită rezistorului R_3 .

Pentru o bună funcționare a etajului de amplificare realizat după această schemă într-un domeniu obișnuit de temperatură (de exemplu, între 0°C și $+50^\circ\text{C}$), este necesar ca prin divizorul R_1 , R_2 să circule un curent de aproximativ 10 ori mai mare decât curentul bazei tranzistorului.

Scheme de amplificatoare de semnale mici, cu tranzistoare. Aceste amplificatoare se realizează, de cele mai multe ori, cu regim de funcționare în clasă A, utilizând etaje cu emitorul comun, cuplate prin rezistență-capacitate. Schema unui asemenea amplificator, cu două etaje, este prezentată în fig. 7.23. Se utilizează circuitul de stabilizare cu trei rezistențe, descris anterior.

Funcționarea unui asemenea amplificator este asemănătoare cu cea a amplificatorului analog cu tuburi electronice.

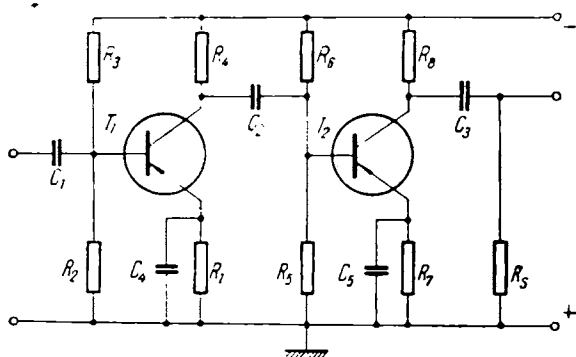


Fig. 7.23. Amplificator RC cu tranzistoare.

Caracteristica de frecvență a amplificatorului, la frecvențe joase, este influențată de condensatoarele de cuplaj (C_1 , C_2 , C_3 și condensatoarele din circuitul emitorului (C_4 , C_5). Capacitatea condensatoarelor de cuplaj trebuie să fie suficient de mare, pentru ca reactanța lor să fie mică în comparație cu suma rezistențelor de ieșire și de intrare

ale etajelor. De exemplu, pentru determinarea valorii necesare a capacității C_2 , putem impune ca reactanța lui să fie de 10 ori mai mică decât rezistența $R_{intr} + R_{ieș}$:

$$\frac{1}{\omega_1 C_2} = \frac{1}{10} (R_{intr} + R_{ieș}),$$

unde:

- ω_1 este pulsația limită inferioară a amplificatorului;
- R_{intr} — rezistența de intrare a etajului al doilea;
- $R_{ieș}$ — rezistența de ieșire a primului etaj.

De obicei, R_{intr} este practic egal cu rezistența de intrare a tranzistorului, deoarece rezistențele R_5 , R_6 au valori relativ mari, iar $R_{ieș}$ este aproximativ egal cu R_4 , tranzistorul în montaj *EC* avînd rezistența de ieșire mare.

Analog, reactanța condensatoarelor din circuitul emitorului trebuie să fie mică în comparație cu rezistențele din emitor (R_1 , respectiv R_7).

Caracteristica de frecvență la frecvențe înalte este — spre deosebire de cazul amplificatoarelor cu tuburi — destul de puțin influențată de capacitățile parazite ale montajului, deoarece impedanțele din circuit au valori mici. Frecvența limită superioară este determinată aproape exclusiv de proprietățile tranzistoarelor folosite. În cazul tranzistoarelor uzuale pentru frecvențe joase, amplificarea este practic uniformă pînă la frecvențele de ordinul zecilor de kiloherți.

Se utilizează și amplificatoare cu cuplaj prin transformator, mai frecvent decît în cazul amplificatoarelor cu tuburi, în special la etajele prefinale. Ele au avantajul principal că permit realizarea unei amplificări în putere mai mari, datorită adaptării mai bune care se realizează prin intermediul transformatorului. În schimb, distorsiunile

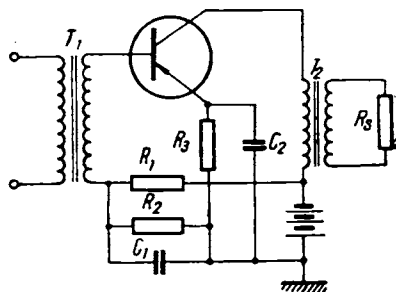


Fig. 7.24. Etaj de amplificare cu tranzistor, cu cuplaj prin transformator.

de frecvență sînt mai importante, iar volumul și greutatea sînt mult mai mari decît în cazul cuplajului RC .

În fig. 2.24 este reprezentată schema unui etaj de amplificare cu cuplaj prin transformator. Rezistoarele R_1, R_2 servesc pentru polarizarea bazei, iar rezistorul R_3 pentru stabilizarea punctului de funcționare; condensatoarele C_1, C_2 sînt introduse pentru închiderea componentelor alternative prin circuite de impedanță joasă.

7.4.4. AMPLIFICATOARE DE PUTERE CU TRANZISTOARE

Amplificatoarele de putere în clasă A. În clasă A funcționează, de obicei, amplificatoarele cu un singur tranzistor. Cu un asemenea etaj se poate realiza practic un randament de aproximativ 45% (teoretic randamentul maxim posibil este de 50%). Această valoare este relativ scăzută în comparație cu cea care se poate realiza la amplificatoarele în clasă

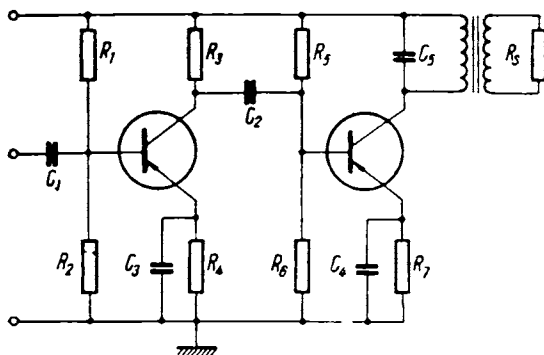


Fig. 7.25. Amplifior de audiofrecvență, cu etaj final în clasă A.

B; de asemenea, distorsiunile acestui etaj sînt destul de mari. Din aceste cauze, etajele de putere cu tranzistor în clasă A se utilizează numai la puteri mici și acolo unde consumul de putere și distorsiunile nu prezintă o importanță prea mare.

Rezistorul de sarcină poate fi conectat, în principiu, în aceleași moduri ca și la amplificatoare de putere în clasă A cu tuburi electronice.

Rezistența optimă de sarcină are o valoare apropiată de raportul U_{CO}/I_{CO} , unde U_{CO} este valoarea medie a tensiunii de colector, iar I_{CO} este valoarea medie a curentului de colector. Din caracteristici se poate deduce ușor amplitudinea necesară a curentului I_B , pentru obținerea puterii dorite.

În fig. 7.25 este reprezentată o schemă practică de amplificator de putere în clasă A, precedat de un etaj preamplificator.

Sarcina, conectată prin intermediul unui transformator de ieșire, poate fi un difuzor, o cască etc. În paralel pe primarul transformatorului de ieșire se conectează un condensator, care are rolul de a corecta caracteristica de frecvență a etajului final.

Amplificatoare de putere în clasă B. Amplificatoarele în clasă B cu tranzistoare au avantaje nete în comparație cu cele care funcționează în clasă A. Astfel, randamentul lor este mai bun (teoretic până la 78%), iar distorsiunile sînt mai mici. În afară de aceasta, în clasă B curentul de repaus — adică în lipsa semnalului — este foarte mic, așa că

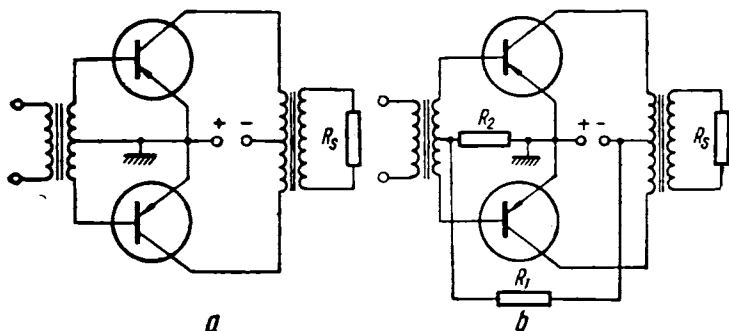


Fig. 7.26. Etaje amplificatoare de putere cu tranzistoare, în clasă B:
a — fără polarizarea bazelor; b — cu polarizarea bazelor.

în pauze consumul amplificatorului este redus. Acest lucru este deosebit de important, deoarece în timpul unui program de muzică sau vorbă există numeroase pauze, precum și

intervale de timp în care semnalul are amplitudine mică. În medie, consumul unui etaj în clasă B poate fi de 3–5 ori mai mic decât cel al unui etaj de putere în clasă A.

Schema cea mai simplă a unui etaj amplificator în clasă B cu tranzistoare este reprezentată în fig. 7.26, *a*. În repaus, curentul prin fiecare tranzistor este foarte mic, din cauză că tensiunea dintre bază și emitor este zero (prin tranzistoare circulă curentul rezidual de colector). Semnalul fiind

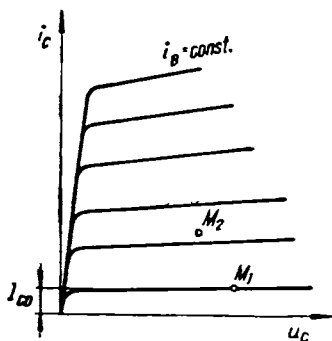


Fig. 7.27. Punctele de funcționare ale amplificatorului de putere în clasă B:

M_1 — punctul de funcționare, fără polarizare; M_2 — punctul de funcționare, cu polarizare.

aplicat în antifază pe cele două baze, tranzistoarele conduc pe rând, câte o semiperioadă, funcționarea fiind asemănătoare cu cea a etajului în contratimp cu tuburi electronice.

Schema din fig. 7.26, *a* prezintă un neajuns important: în apropierea punctului de tăiere a curentului de colector caracteristicile tranzistorului sînt puternic neliniare, ceea ce duce la distorsiuni importante, în special la semnale mici. Pentru a elimina acest neajuns, se aplică o mică polarizare tranzistoarelor, cu ajutorul unui divizor de tensiune, ca în fig. 7.26, *b*. Pe ca-

racteristicile $i_c(u_c)$ ale tranzistorului, reprezentate în fig. 7.27, se vede poziția punctului de funcționare în cazul celor două scheme.

Caracteristica de frecvență a amplificatorului de putere în clasă B este practic integral determinată de transformatorul de ieșire și de transformatorul de cuplaj. Pentru ca aceste transformatoare să nu fie prea voluminoase, în aparatele portabile ele se dimensionează astfel încît frecvența limită inferioară rezultă relativ mare, ceea ce constituie una din cauzele redării slabe a componentelor de frecvențe joase. În plus, transformatorul de ieșire de dimensiuni mici are și un randament scăzut, care, de regulă, nu depășește 70%, fapt care conduce la o scădere suplimentară a puterii utile furnizate.

7.4.5. REACȚIA ÎN AMPLIFICATOARELE DE AUDIOFRECVENȚĂ

Prin *reacție* se înțelege aplicarea unei fracțiuni din tensiunea de la ieșire a unui amplificator la intrarea lui.

Circuitul prin care se realizează trecerea unei părți din tensiunea de ieșire la intrare se numește *circuit de reacție*.

Circuitul format din amplificator și circuitul de reacție se numește *bucă de reacție*. În cazul unui amplificator cu mai multe etaje, în bucla de reacție pot fi cuprinse unul sau mai multe etaje.

Reacția este pozitivă când semnalul de reacție este în fază cu semnalul de intrare (deci îl întărește pe acesta) și negativă când semnalul de reacție este în antifază cu semnalul de intrare (deci îl slăbește pe acesta). Sînt posibile și situații când reacția poate fi pozitivă la anumite frecvențe și negativă la altele.

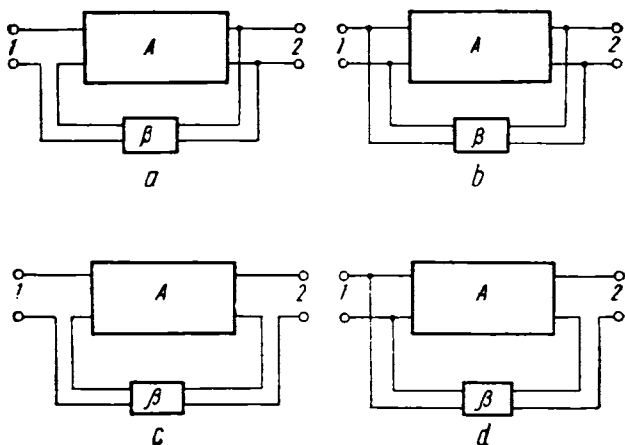


Fig. 7.28. Tipuri de reacție la amplificatoare:

a — reacție serie de tensiune; *b* — reacție paralel de tensiune; *c* — reacție serie de curent; *d* — reacție paralel de curent.

Reacția se numește de tensiune dacă semnalul de reacție este proporțional cu tensiunea de ieșire a amplificatorului, și de curent, dacă semnalul de reacție este proporțional cu curentul de ieșire. Semnalul de reacție poate fi aplicat în

serie cu semnalul de intrare, și în acest caz reacția se numește serie, sau în paralel cu acesta, la reacția paralel. În fig. 7.28 se arată schematic diferite variante ale amplificatoarelor cu reacție, corespunzător celor arătate.

Reacția se caracterizează prin *factorul de reacție* β , egal cu raportul dintre tensiunea de reacție și tensiunea de ieșire a amplificatorului:

$$\beta = \frac{U_r}{U_{ie}}$$

Amplificarea unui amplificator cu reacție este egală cu

$$A' = \frac{A}{1 - \beta A}$$

unde A este amplificarea fără reacție*

Un caz particular este acela corespunzător relației..

$$\beta A = 1.$$

În acest caz, numitorul expresiei lui A' se anulează și amplificarea devine infinită. Amplificatorul se transformă în oscilator, condiția $\beta A = 1$ fiind cunoscută sub denumirea de *condiție de oscilație* (sau relația lui Barkhausen). Situația $\beta A > 0$ corespunde reacției pozitive și $\beta A < 0$, reacției negative.

* Demonstrarea acestei formule se poate face în modul următor. Dacă U_g este tensiunea aplicată pe grila primului tub al amplificatorului, amplificarea fără reacție A este

$$A = \frac{U_{ies}}{U_g}$$

Dar U_g este egal cu suma tensiunii de intrare U_{intr} și a tensiunii de reacție U_r :

$$U_g = U_{intr} + U_r.$$

Din relațiile scrise rezultă:

$$U_{intr} = U_g - U_r = U_g - \beta U_{ies} = U_g - \beta A U_g.$$

Amplificarea cu reacție rezultă:

$$A' = \frac{U_{ies}}{U_{intr}} = \frac{A U_g}{U_g - \beta A U_g} = \frac{A}{1 - \beta A}$$

Reacția are influență asupra principalilor parametri ai unui amplificator, ca distorsiunile neliniare, caracteristica de frecvență, impedanțele de intrare și de ieșire, stabilitatea etc. În cazul reacției selective se pot obține caracteristici de frecvență de forme variate, necesare la amplificatoarele de audiofrecvență. Deoarece numai reacția negativă duce la o îmbunătățire a parametrilor arătați mai sus, ea este folosită în majoritatea cazurilor în amplificatoare. Reacția pozitivă este folosită numai în cazuri speciale în amplificatoare; ea este folosită însă pentru realizarea oscilatoarelor.

Toate îmbunătățirile datorite reacției negative sînt însoțite de reducerea amplificării, reducere care poate fi însă compensată prin mărirea amplificării etajelor precedente.

Influența reacției negative asupra parametrilor amplificatorului. Am amintit că în amplificatoare se folosește, în cele mai multe cazuri, reacția negativă. În acest caz, produsul βA este negativ, astfel încît numitorul $1 - \beta A$ este mai mare decît unitatea și amplificarea A' este mai mică decît valoarea ei A , fără reacție. Deci primul efect al reacției negative este reducerea amplificării. Acest efect fiind nefavorabil, s-ar părea că aplicarea reacției în amplificatoare nu este avantajoasă. De fapt, reacția are alte consecințe, care duc la îmbunătățirea performanțelor amplificatorului; pe acestea le vom examina aici.

a) *Influența reacției negative asupra distorsiunilor neliniare.* Am văzut că distorsiunile neliniare reprezintă deformări ale semnalului, datorită caracteristicilor neliniare ale elementelor de circuit. Să presupunem că la intrarea amplificatorului se aplică un semnal sinusoidal, iar la ieșirea lui semnalul este deformat (distorsionat). Dacă se aplică o reacție negativă, semnalul întors prin reacție fiind în antifază cu semnalul de intrare, amplificatorului i se aplică un semnal cu o deformare contrară celei de la ieșire. Ca rezultat, semnalul rezultat va fi mai puțin deformat.

Factorul de distorsiune d' , în cazul amplificatorului cu reacție, poate fi calculat cu formula

$$d' = \frac{d}{1 - \beta A}$$

unde d este factorul de distorsiune al amplificatorului fără reacție. Deci factorul de distorsiune scade, prin aplicarea reacției negative, tot de atâtea ori de câte ori scade și amplificarea.

Această proprietate este de o importanță deosebită pentru amplificatoarele de audiofrecvență. De exemplu, un factor de distorsiune de 12% este inadmisibil de mare pentru un amplificator de bună calitate. Dacă se aplică o reacție negativă cu $-\beta A = 5$, factorul de distorsiune scade la 2%, adică la o valoare acceptabilă în cele mai multe cazuri. Scăderea amplificării de 6 ori poate fi compensată ușor prin mărirea corespunzătoare a amplificării etajelor precedente.

Reacția negativă are proprietatea de a reduce nu numai distorsiunile neliniare, ci și orice semnal străin pe care îl introduce amplificatorul, ca: tensiuni perturbatoare, zgomote etc.

b. *Influența reacției negative asupra caracteristicii de frecvență a amplificatorului.* Să presupunem că la o anumită frecvență f amplificarea A a unui amplificator fără reacție negativă este mai mică decât amplificarea A_0 la mijlocul benzii de frecvență.

Raportul $\frac{A}{A_0}$ caracterizează, așa cum am văzut, distorsiunile de frecvență introduse de amplificator.

Prin aplicarea reacției negative, amplificarea la frecvența f devine

$$A' = \frac{A}{1 - \beta A},$$

iar amplificarea la mijlocul benzii devine

$$A'_0 = \frac{A_0}{1 - \beta A_0}.$$

Din aceste două relații rezultă

$$\frac{A'}{A'_0} = \frac{1 - \beta A_0}{1 - \beta A} \cdot \frac{A}{A_0},$$

deci

$$\frac{A'}{A'_0} > \frac{A}{A_0},$$

deoarece $(-\beta A_0) > (-\beta A)$.

Înseamnă că aplicînd reacția negativă, scăderea amplificării la frecvența f , față de cea de la mijlocul benzii, este mai redusă decît înainte, deci distorsiunile de frecvență sînt mai mici.

În concluzie, reacția negativă îmbunătățește uniformitatea caracteristicii de frecvență a amplificatorului.

c) *Influența reacției negative asupra impedanțelor de intrare și de ieșire ale amplificatorului.* Influența reacției negative asupra impedanței de intrare a amplificatorului depinde de modul cum este aplicată tensiunea de reacție la intrare, în serie sau în paralel.

Reacția negativă serie conduce la o mărire a impedanței de intrare, iar reacția negativă paralel are ca efect o micșorare a impedanței de intrare.

Influența reacției negative asupra impedanței de ieșire depinde de felul reacției: de tensiune sau de curent.

Reacția negativă de tensiune produce o micșorare a impedanței de ieșire a amplificatorului, iar reacția negativă de curent mărește impedanța de ieșire a acestuia.

d) *Influența reacției negative asupra stabilității amplificatorului.* Prin stabilirea unui amplificator înțelegem variația amplificării sale sub influența modificării unuia din parametrii elementelor de circuit (modificarea unei rezistențe a parametrilor tuburilor electronice sau ai tranzistoarelor etc.). Cu cît variația amplificării este mai mică, cu atît amplificatorul este mai stabil.

Aplicarea reacției negative conduce în mod evident la îmbunătățirea stabilității amplificatorului. În adevăr, dacă de exemplu, o scădere a amplificării produce micșorarea semnalului de ieșire, semnalul de reacție scade, deci semnalul efectiv aplicat amplificatorului crește (deoarece semnalul de reacție are sens opus semnalului de intrare), deci crește și semnalul de ieșire, tinzînd să-și mențină valoarea inițială.

Dacă în expresia amplificării cu reacție

$$A' = \frac{A}{1 - \beta A}$$

considerăm că $-\beta A$ este mult mai mare decît 1, ceea ce înseamnă că reacția negativă este puternică, putem neglija pe 1 față de $-\beta A$ și obținem:

$$A' \approx \frac{A}{-\beta A} = -\frac{1}{\beta},$$

adică amplificarea cu reacție devine aproximativ egală cu inversul factorului de reacție. În acest mod amplificarea cu reacție nu mai depinde de amplificarea fără reacție, devenind independentă de parametrii amplificatorului. Rezultă că, aplicând o reacție negativă suficient de puternică, putem obține amplificatoare de mare stabilitate.

Exemple de reacție negativă. În practică se utilizează numeroase scheme de reacție negativă, pe un etaj sau pe mai multe etaje. Vom da câteva exemple de scheme de reacție negativă, utilizate mai des.

a) *Reacție negativă de curent pe un etaj.* Această reacție se obține cu o schemă foarte simplă, conectând între catodul unui tub și masă un rezistor (nedecuplat, adică fără

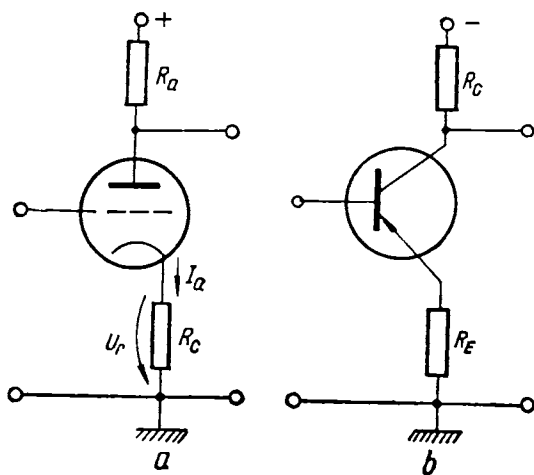


Fig. 7.29. Etaje de amplificare cu reacție negativă de curent:

a - cu triodă; b - cu tranzistor.

un condensator în paralel), ca în fig. 7.29, a. Montajul corespunzător cu tranzistor se obține conectând un rezistor între emitor și masă, ca în fig. 7.29, b.

Reacția negativă obținută în acest fel este o reacție de curent, deoarece tensiunea introdusă este proporțională cu curentul care circulă prin tubul electronic și deci și prin rezistorul de sarcină.

Tensiunea de reacție, aplicată în acest caz între catod și masă, este egală cu căderea de tensiune pe rezistorul R_c , adică $R_c I_a$, unde I_a este componenta alternativă a curentului anodic. Este ușor de văzut că o tensiune alternativă aplicată între catod și masă are practic același efect ca și una aplicată între grilă și masă (dar cu fază opusă); putem deci afirma că tensiunea de reacție este, și în cazul de față, aplicată la intrarea etajului.

Pentru a ne convinge că reacția este negativă, să urmărim ce se întâmplă dacă, de exemplu, tensiunea aplicată pe grilă prezintă o creștere. În acest caz va crește și curentul anodic al tubului, crește căderea de tensiune $R_c I_a$ pe rezistorul din catod și astfel potențialul catodului crește. O creștere a potențialului catodului este însă echivalentă cu o negativare a grilei, deci într-adevăr tensiunea de reacție are efect opus variației inițiale a semnalului pe grilă, adică reacția este negativă.

Asemănător se poate explica și reacția care se produce la montajul echivalent cu tranzistor.

Se poate arăta că factorul de reacție are expresia aproximativă

$$\beta = \frac{R_c}{R_a},$$

deci amplificarea etajului scade de $\left(1 + A \frac{R_c}{R_a}\right)$ ori, unde A este amplificarea fără reacție (în valoare absolută).

b) *Reacția negativă de tensiune pe un etaj.* În fig. 7.30, a este arătat un exemplu de reacție negativă de tensiune aplicată pe un etaj. Prin rezistorul R_1 , o fracțiune din tensiunea de ieșire este aplicată la intrare, adică pe grila tubului. Reacția este în mod evident negativă, deoarece am văzut că tensiunea pe anodul unui tub amplificator este în antifază cu tensiunea pe grilă. De asemenea, se poate vedea ușor că avem de a face cu o reacție de tensiune, semnalul de reacție fiind proporțional cu tensiunea de ieșire.

Factorul de reacție este

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2};$$

De fapt prin R_2 trebuie să se înțeleagă rezistența de grilă propriu-zisă, în paralel cu rezistența de ieșire a etajului precedent.

În fig. 7.30, *b* este reprezentat montajul echivalent cu tranzistor, a cărei funcționare este similară cu cea descrisă.

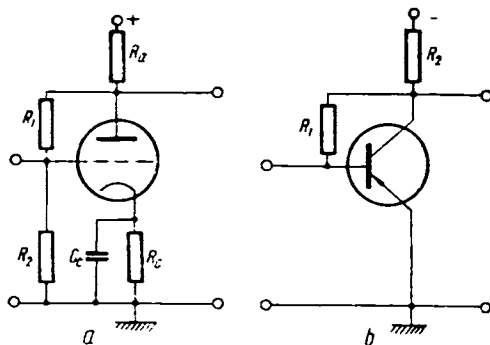


Fig. 7.30. Etaje de amplificare cu reacție negativă de tensiune:

a — cu triodă. *b* — cu tranzistor.

c) *Repetorul catodic și repetorul pe emitor*. Repetorul catodic este un montaj special, la care tensiunea de ieșire se ia nu între anod și masă, ci între catod și masă (fig. 7.31, *a*).

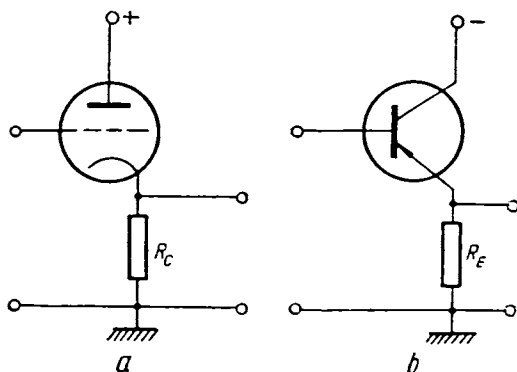


Fig. 7.31. Amplificatoare-repetoare:

a — repetor catodic; *b* — repetor pe emitor.

Repetorul catodic poate fi privit ca un amplificator cu reacție negativă totală, adică cu $\beta=1$. În adevăr, la

acest montaj întreaga tensiune de ieşire este întoarsă la intrare, deci tensiunea de reacţie este egală cu tensiunea de ieşire.

Repetorul catodic este un etaj de amplificare cu proprietăţi diferite de cele ale amplificatoarelor studiate pînă acum. Prima particularitate a acestui montaj este că tensiunea de ieşire este totdeauna mai mică decît tensiunea de intrare. Aceasta înseamnă că amplificarea în tensiune a etajului este mai mică decît 1 (etajul nu amplifică în tensiune). Putem explica această proprietate observînd că tensiunea grilă-catod a tubului este în fază cu tensiunea catod-masă, iar suma lor este egală cu tensiunea grilă-masă; deci tensiunea de intrare (grilă-masă) este mai mare decît tensiunea de ieşire (catod-masă).

De obicei, amplificarea în tensiune a repetorului catodic are o valoare foarte apropiată de 1, de unde provine şi denumirea de repetor catodic (semnalul de ieşire „repetă” semnalul de intrare, adică îl reproduce întocmai).

S-ar părea că repetorul catodic nu este un montaj avantajos, de vreme ce amplificarea sa în tensiune este subunitară. În practică survin însă situaţii în care nu este necesară amplificarea în tensiune, ci se cer alte funcţiuni. Astfel, repetorul catodic are o amplificare considerabilă în curent, deoarece curentul alternativ de la ieşire este mult mai mare decît curentul alternativ de la intrare. Ca urmare, şi amplificarea în putere a repetorului catodic este importantă. În plus, repetorul catodic are o impedanţă de intrare mare şi o impedanţă de ieşire mică; aceste proprietăţi se pot explica prin aceea că reacţia negativă puternică existentă în acest montaj este o reacţie de tensiune paralel.

Amplificarea în tensiune a repetorului catodic este aproximativ egală cu

$$A' \approx \frac{SR_c}{1 + SR_c} = \frac{1}{1 + \frac{1}{SR_c}}$$

unde S este panta tubului. Dacă $SR_c \gg 1$, atunci numitorul expresiei lui A' este foarte apropiat de 1, astfel că amplificarea este numai cu puţin mai mică decît 1.

De exemplu, dacă $S=5 \text{ mA/V}$ și $R_c=10 \text{ k}\Omega$, rezultă $A' = \frac{50}{50+1} = 0,98$.

Rezistența de ieșire a repetorului catodic este

$$R_{ies} \approx \frac{1}{S}.$$

Dacă $S=5 \text{ mA/V}$, rezultă $R_{ies} \approx 200 \Omega$. Această valoare este mult mai mică decât cea care se întâlnește la etajele amplificatoare uzuale, de obicei de ordinul zecilor sau sutelor de kilohmi. Din această cauză, repetorul catodic se utilizează frecvent acolo unde este necesar ca o sursă de semnal să aibă o impedanță de ieșire mică.

Repetorul catodic se poate realiza și cu o pentodă.

În fig. 7.31, *b* este reprezentată schema analogă cu transistor, denumită și repetor pe emitor. Se observă că ea nu

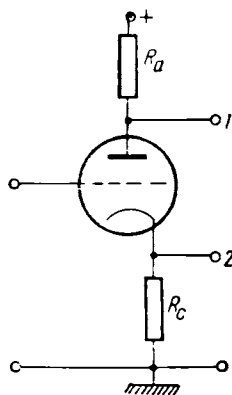


Fig. 7.32. Inversor de fază.

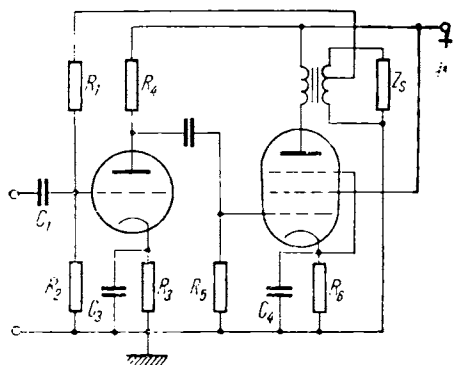


Fig. 7.33. Amplificator de audiofrecvență cu reacție negativă globală.

constituie altceva decât montajul cu colector comun. Proprietățile sale sînt asemănătoare cu cele ale repetorului catodic.

d) *Inversoare de fază*. La amplificatoarele în contra-timp s-a arătat că ele necesită la intrare semnale în antifază, de amplitudini egale. Producerea acestor semnale în anti-

fază, pornind de la un singur semnal, se face cu ajutorul etajelor numite inversoare de fază.

Inversoarele de fază pot utiliza un transformator cu priza mediană din secundar legată la masă. Acest montaj prezintă însă toate dezavantajele amplificatoarelor cu cuplaj prin transformator. În general, au performanțe mai bune inversoarele de fază cu reacție negativă, care nu utilizează transformator.

În fig. 7.32 este reprezentat un inversor de fază constând dintr-un etaj amplificator cu o rezistență de sarcină în anod și alta în catod. Dacă aceste două rezistențe sînt egale ($R_c = R_a$), ele fiind parcurse de același curent, tensiunile de ieșire — cea de pe anod și cea de pe catod — vor avea amplitudini egale. De asemenea, ele au faze opuse, cum se poate constata ușor.

Amplificarea în tensiune a acestui etaj este aproximativ aceeași ca și a unui repetor catodic, adică cu puțin mai mică decît 1.

e) *Reacția negativă pe mai multe etaje.* În multe amplificatoare se folosește reacția negativă cuprinzînd două sau mai multe etaje ale amplificatorului. De obicei, tensiunea de reacție se ia de pe primarul sau de pe secundarul transformatorului de ieșire și se aplică pe un etaj preamplificator (pe grila sau pe catodul tubului)

Un exemplu de reacție negativă, aplicată pe două etaje, este arătat în fig. 7.33. O parte din tensiunea de ieșire (din secundarul transformatorului de ieșire utilizat în acest caz ca autotransformator) se aplică, prin intermediul rezistorului R_1 , pe grila tubului preamplificator.

Reacția negativă aplicată pe întregul amplificator cu mai multe etaje (numită și reacție negativă globală) are avantajul că îmbunătățește performanțele întregului amplificator și nu numai ale unui singur etaj. În schimb, reacția negativă aplicată pe mai multe etaje poate deveni, la unele frecvențe, pozitivă, din cauza defazajelor suplimentare introduse de reactanțele din schema amplificatorului. De exemplu, la un amplificator cu trei etaje, se poate întîmpla ca la o frecvență suficient de joasă sau suficient de înaltă, fiecare etaj să introducă un defazaj suplimentar de 60° , datorit condensatoarelor de cuplaj și de decuplare, sau capacităților parazite. Aceasta înseamnă

că defazajul suplimentar introdus de întregul amplificator devine $3 \times 60^\circ = 180^\circ$, adică faza semnalului de reacție se inversează și reacția — care era negativă la frecvențele medii — devine pozitivă. După cum s-a văzut, reacția pozitivă poate conduce la oscilații, ceea ce trebuie evitat totdeauna la amplificatoare.

În consecință, la amplificatoarele cu trei sau mai multe etaje, reacția negativă globală trebuie aplicată cu grijă, pentru a nu surveni pericolul de oscilații. Trebuie menționat că la un amplificator cu două etaje, reacția negativă globală cu greu poate deveni pozitivă, deoarece un singur etaj nu poate, de obicei introduce un defazaj suplimentar de 90° .

De multe ori reacția negativă și, în special, cea pe mai multe etaje, se utilizează pentru modificarea caracteristicii de frecvență a amplificatorului. Aceasta se realizează introducând reactanțe în circuitul de reacție, care fac ca factorul de reacție să depindă de frecvență. De obicei, pentru a obține o asemenea reacție-numită și reacție negativă selectivă — se introduc condensatoare în circuitul de reacție.

1) *Reacția parazită.* Am amintit că într-un amplificator poate lua naștere o reacție și prin elementele intrinseci ale amplificatorului, fără să introducem vreun circuit special de reacție. Acest tip de reacție se numește *reacție parazită*.

Reacția parazită are de cele mai multe ori efecte nedorite și de aceea trebuie înlăturate cauzele care pot duce la asemenea reacții, dacă ele pot deveni importante.

Un exemplu de reacție parazită este cea care se produce prin intermediul sursei comune de alimentare a etajelor amplificatorului. Sursa avînd o impedanță oarecare la bornele ei, se produce o cădere de tensiune alternativă, datorită curentului ultimului etaj, care se transmite și la etajele anterioare. La amplificatoarele cu trei sau mai multe etaje, această reacție poate fi pozitivă, ducînd uneori la oscilații. Aceste oscilații au de regulă o frecvență foarte joasă, de cîțiva herți, deoarece impedanța sursei de alimentare scade la frecvențe mai înalte (la ieșirea sursei există conectat un condensator de capacitate mare, a cărui reactanță este mică la frecvențele obișnuite).

Reacții parazite pot lua naștere și prin intermediul capacităților dintre elementele amplificatorului, prin capacitățile tuburilor etc. Aceste reacții pot duce la oscilații de frecvențe înalte, deoarece, la frecvențe joase reacțanța capacităților amintite este foarte mare și ele pot asigura un factor de reacție suficient de ridicat.

7.5. AMPLIFICATOARE DE ÎNALTĂ FRECVENȚĂ.

Întregul spectru de frecvențe începînd de la 100 kHz și pînă la cîteva mii de megaherți constituie așa-numitul domeniu al frecvențelor înalte. În cadrul acestui domeniu larg, frecvențele cuprinse între 100 kHz și 30 MHz sînt destinate în special emisiunilor radiofonice din gamele de UL, UM, și US, (unde lungi, unde medii și unde scurte). Frecvențe mai mari de 30 MHz, numite și frecvențe ultraînalte, cuprind gamele de unde metrice (30 — 300 MHz), decimetrice (300—3 000 MHz), centimetrice și milimetrice (3 000 — 300 000 MHz).

În domeniul undelor metrice se situează transmisiunile de televiziune și radiodifuziune cu modulație de frecvență. În domeniul undelor decimetrice, care aveau pînă în prezent utilizări doar în radiolocație, radiogoniometrie, radio-astronomie etc. au început să se facă în prezent și transmisiuni de televiziune (banda 570 — 800 MHz). Domeniul undelor centimetrice și milimetrice este, în general, mai puțin folosit — și numai în cazuri speciale — iar elementele cu care sîntem obișnuiți — tuburi electronice, rezistoare și condensatoare — sînt înlocuite aici cu tuburi speciale, ghiduri de undă, cavități rezonatoare, linii etc.

Amplificatoarele care servesc amplificării semnelor din domeniul frecvențelor înalte se numesc *amplificatoare de înaltă frecvență* sau *amplificatoare de radiofrecvență* și cuprind, corespunzător celor de mai sus, și amplificatoarele de ultraînaltă frecvență. Tot din amplificatoarele de înaltă frecvență fac parte amplificatoarele de videofrecvență, care — cu toate că din punctul de vedere al frecvențelor amplificate s-ar putea încadra în amplificatoarele de radiofrecvență (frecvența maximă amplificată este 6—7 MHz) — reprezintă totuși o clasă specială din cauza benzii largi de frecvențe pe care trebuie să le amplifice.

7.5.1. AMPLIFICATOARE DE RADIOFRECVENȚĂ CU TUBURI ELECTRONICE

Amplificatoarele de radiofrecvență se folosesc atât în emițător cît și în receptoare. Față de amplificatoarele de audiofrecvență, ele prezintă unele particularități; astfel, ele trebuie să amplifice cît mai uniform o bandă îngustă de frecvențe, iar în afara benzii este de dorit ca amplificarea să fie cît mai mică. Această proprietate a amplificatoarelor se numește *selectivitate* și prezintă o importanță mare atât la radioreceptoare cît și la emițătoare. Datorită selectivității, un amplificator de radiofrecvență nu poate amplifica simultan un semnal de frecvență f_1 și armonicile lui $2 f_1$, $3 f_1$ etc. Neamplificînd armonicile unui semnal, rezultă că un amplificator de radiofrecvență nu introduce distorsiuni neliniare; mai mult, el elimină armonicile semnalului de intrare, astfel încît la ieșire se obține un semnal practic sinusoidal, chiar dacă semnalul de intrare este nesinusoidal. În schimb, amplificatoarele de radiofrecvență introduc distorsiuni de frecvență, cu atât mai mari, cu cît neuniformitatea amplificării în bandă este mai mare.

Pentru realizarea selectivității, amplificatoarele radiofrecvență se construiesc, aproape fără excepție, cu circuite oscilante inductanță-capacitate (*LC*) de tip paralel, acordate pe o frecvență cuprinsă în banda pe care trebuie să o amplifice și să o transmită amplificatorul.

Amplificatoarele de radiofrecvență de semnal mic lucrează, de obicei, în clasă A, folosind pentode, deoarece la triode, prin capacitatea grilă-anod, care este mai mare decît a pentodelor, se produc reacții care pot da naștere la oscilații. Impedanța de sarcină a unui amplificator de radiofrecvență constă fie dintr-un circuit paralel, fie din două sau mai multe asemenea circuite cuplate între ele. Cuplajele dintre etaje se pot face fie inductiv, fie prin condensator.

Amplificatoarele de radiofrecvență de putere, folosite uzual în emițătoare, au ca impedanță de sarcină tot circuite acordate. Ele lucrează, în general, cu triode în clasă B sau C.

Amplificatoare cu cuplaj prin condensator. Schema unui amplificator de radiofrecvență cu cuplaj prin condensator

este dată în fig. 7.34. Ea se aseamănă cu schema unui amplificator RC la care rezistorul de sarcină este înlocuit prin circuitul paralel LC.

Caracteristica de frecvență a unui etaj de amplificare cu un circuit acordat este dată în fig. 7.35.

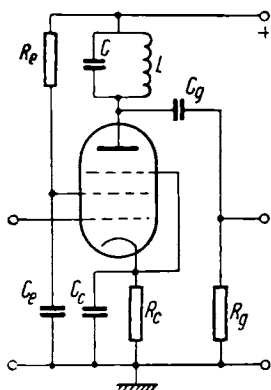


Fig. 7.34. Etaj de amplificare cu circuit acordat, cu cuplaj prin capacitate.

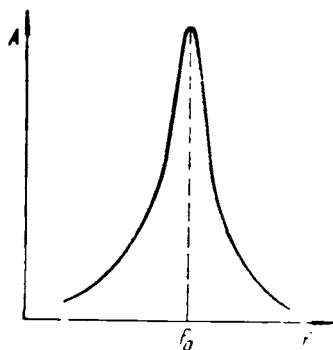


Fig. 7.35. Caracteristica de frecvență a etajului din fig. 7.34.

Amplificatoare cu cuplaj prin transformator (fig. 7.36). Aceste amplificatoare nu se deosebesc ca funcționare de cele studiate anterior, și prezintă în raport cu acestea avantajul că realizează o separare galvanică totală între etaje. Amplificarea acestor etaje depinde de cuplanul dintre circuite, valoarea maximă obținându-se la un cuplaj optim la care rezistența reflectată de secundar este egală cu rezistența optimă în primar.

Amplificatoare cu filtru de bandă. Schema unui amplificator cu filtru de bandă este reprezentată în fig. 7.37 și diferă de amplificatoarele de radiofrecvență precedente prin faptul că conține două circuite acordate, cuplate între ele — denumite filtru de bandă. Aceste filtre de bandă prezintă avantajul că, pentru un cuplaj convenabil ales asigură o amplificare relativ constantă într-o bandă mai

largă la frecvențe și au în același timp o rejecție pronunțată pentru toate frecvențele din afara benzii respective.

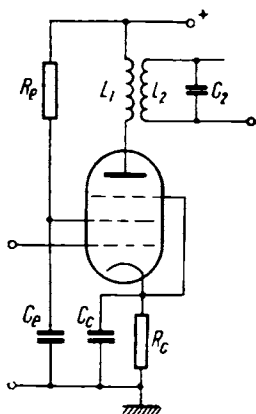


Fig. 7.36. Etaj de amplificare cu circuit acordat, cu cuplaj prin transformator.

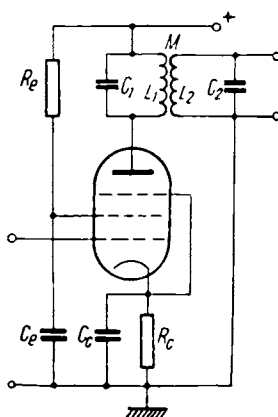


Fig. 7.37. Etaj de amplificare cu circuite cuplate (cu filtru de bandă).

7.5.2. AMPLIFICATOARE DE RADIOFRECVENȚĂ CU TRANZISTOARE

Ca și în cazul amplificatoarelor de audiofrecvență, realizarea amplificatoarelor de radiofrecvență cu tranzistoare se bazează pe aceleași principii ca și cele de la etajele corespunzătoare cu tuburi.

Unul dintre cele mai importante neajunsuri ale tranzistoarelor în etajele de radiofrecvență este reacția internă a tranzistorului. Această reacție face ca între ieșirea și intrarea tranzistorului să existe o interacțiune, asemănătoare cu cea care se produce la triode, prin capacitatea grilă-anod.

O posibilitate de a elimina, cel puțin parțial, neajunsul arătat este de a produce o reacție suplimentară, cu elemente convenabil alese, care să neutralizeze efectul reacției interne a tranzistorului. De obicei, această reacție suplimentară se face cu ajutorul unor grupuri rezistență-capacitate, conectate între ieșirea și intrarea amplifica-

torului. În fig. 7.38 este reprezentată schema unui amplificator de radiofrecvență cu două etaje, în montaj *EC*. Stabilizarea regimului de funcționare a tranzistoarelor se face cu montajul descris la amplificatoarele de audiofrecvență. Grupurile $R_4 C_4$ respectiv $R_{10} C_8$ au rolul de

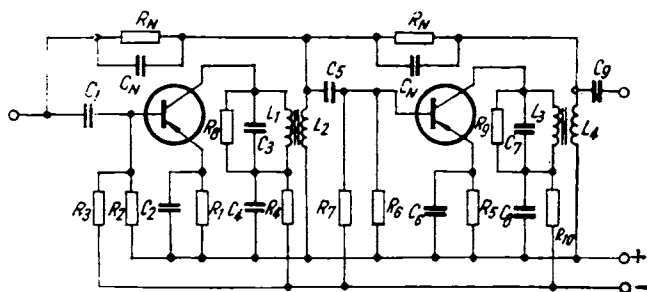


Fig. 7.38. Amplificator de înaltă frecvență cu tranzistoare

a elimina orice cuplaj al etajelor prin sursa de alimentare, componentele alternative ale curenților de colector fiind închise la masă prin condensatoarele din aceste grupuri. Cuplajul între etaje se face prin transformator, care este mai avantajos decât cuplajul prin capacitate, deoarece permite realizarea unei adaptări mai bune. În paralel pe circuitele acordate sînt montate rezistoare, pentru a sigura valoarea necesară a factorului de calitate.

Reacția suplimentară pentru neutralizare se face prin grupurile $R_N C_N$, montate între ieșirea și intrarea fiecărui etaj. Ajustarea elementelor acestor grupuri de reacție se face experimental, în așa fel, încît tensiunea de reacție produsă de ele să fie egală și de sens contrar tensiunii create de reacția internă.

7.6. AMPLIFICATOARE DE CURENT CONTINUU

Amplificatoarele de curent continuu sînt acele amplificatoare în care semnalele aplicate la intrare pot avea variații oricît de lente. Cu alte cuvinte, aceste amplificatoare pot transmite semnale de frecvențe oricît de joase.

Este evident că aceste amplificatoare nu pot conține etaje cuplate între ele prin condensatoare sau prin transformator; în schemele lor se pot utiliza numai rezistoare.

La realizarea amplificatoarelor de curent continuu se întâmpină în principal două dificultăți.

În primul rând, imposibilitatea de a separa între ele circuitele anodice de circuitele de grilă, prin condensatoare sau prin transformatoare, face necesară folosirea unor surse suplimentare de tensiune continuă sau a unor montaje speciale, deoarece în caz contrar tensiunea pozitivă a anodului s-ar aplica direct pe grila etajului următor.

În al doilea rând, la amplificatoarele de curent continuu orice variație a tensiunii de intrare sau a curentului anodic al unuia din tuburile amplificatoare se transmite la ieșire, dând naștere astfel la un semnal perturbator. Aceasta înseamnă că putem avea un semnal la ieșire chiar dacă la intrare nu aplicăm nici un semnal, ceea ce în mod evident nu este admisibil. Practic, acest neajuns se poate constata scurtcircuitând intrarea — pentru a fi siguri că nu se aplică nici un semnal — și urmărind variația tensiunii de ieșire în timp, determinată mai ales de variația tensiunilor de alimentare a tuburilor, de variația elementelor amplificatorului din cauza modificării temperaturii mediului sau din alte cauze etc. Această variație a tensiunii de ieșire, atunci când la intrare nu se aplică nici un semnal, se numește *deriva de zero* (sau simplu, deriva) a amplificatorului de curent continuu.

Bine înțeles, la amplificatoare obișnuite, de curent alternativ, fenomenul derivei nu se constată, deoarece acestea nu transmit variațiile lente ale tensiunii de intrare.

Pentru asigurarea tensiunilor corecte pe electrozii tuburilor amplificatorului de curent continuu se poate utiliza o schemă în care există câte două surse de curent continuu pentru fiecare etaj. Una din aceste surse este conectată în circuitul anodic al etajului, iar cealaltă asigură negativarea grilei. Practic, însă, acest montaj este rar folosit, din cauza numărului mare de surse necesare.

Există și scheme care permit alimentarea amplificatorului de la o singură sursă. Un exemplu de asemenea schemă este dat în fig. 7.39. Ea utilizează un divizor de tensiune P , format dintr-un rezistor cu mai multe prize. Se

observă că în această schemă fiecare electrod este alimentat cu tensiunea corectă, prin conectarea corespunzătoare la puncte de potențiale diferite ale divizorului. Dezavantajele schemei sînt necesitatea unei surse de tensiune rela-

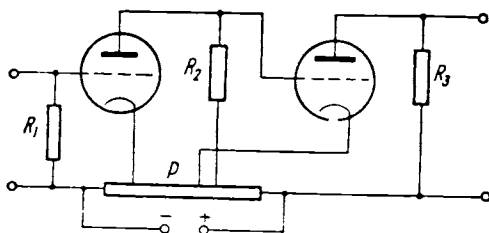


Fig. 7.39. Amplificator de curent continuu, cu alimentare prin divizor de tensiune.

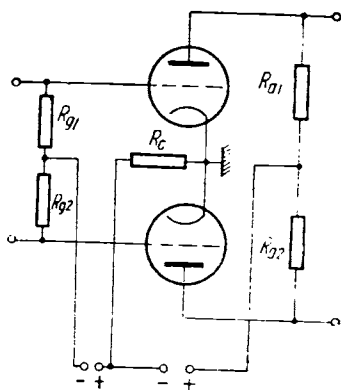


Fig. 7.40 Amplificator simetric de curent continuu.

tiv mare și reacțiile care iau naștere între etaje prin intermediul divizorului de alimentare comun.

Pentru eliminarea derivei de zero, tensiunile de alimentare se stabilizează și se utilizează elemente de circuit cu bună stabilitate în timp. O altă posibilitate de a reduce deriva este folosirea montajelor simetrice, în contratimp (v. § 7.4.2.), ca cel reprezentat în fig. 7.40.

8. OSCILATOARE

8.1. INTRODUCERE

Am văzut că una din funcțiile importante ale tuburilor electronice și ale tranzistoarelor este amplificarea semnalelor. Un amplificator poate fi privit ca un sistem care transformă energia de curent continuu primită de la bateria de alimentare într-o energie de curent alternativ, în conformitate cu semnalul de comandă aplicat la intrare. Pentru funcționarea amplificatorului este deci esențială existența semnalului de intrare, independent de procesele din amplificator.

Oscilatorul este un sistem care efectuează o funcție similară amplificatorului — transformarea energiei de curent continuu a sursei de alimentare într-o energie de curent alternativ — dar fără a fi necesară existența unui semnal de comandă aplicat din afară. Oscilatorul are deci o funcționare independentă. Semnalul generat de el are caracteristicile (amplitudine, frecvență, formă) determinate exclusiv de parametrii circuitelor care îl compun. Într-un cuvânt oscilatorul *generează* semnale, pe când amplificatorul le amplifică.

Există mai multe tipuri de oscilatoare cu tuburi sau cu tranzistoare. Ele se pot clasifica după gama de frecvențe în care lucrează, după elementele de circuit folosite, după puterea lor, după forma semnalelor pe care le generează etc. Oscilatoarele au particularități de funcționare care le deosebesc mult între ele; au însă un principiu

comun care stă la baza modului lor de lucru, și anume existența unei *reacții pozitive*. Oscilatoarele pot fi privite ca amplificatoare cu reacție pozitivă, în care semnalul de intrare reprezintă o fracțiune din semnalul de ieșire întors printr-un circuit de reacție.

La unele tipuri de oscilatoare structura lor de amplificator cu reacție pozitivă este mai evidentă, dar la altele este mai greu de pus în evidență acest lucru. Din această cauză, funcționarea unor oscilatoare se poate explica mai ușor pe alte căi, de exemplu apelînd la noțiunea de rezistență negativă.

8.2. OSCILATOARE CU INDUCTANȚĂ ȘI CAPACITATE (LC)

O categorie importantă de oscilatoare sinusoidale — adică oscilatoare care generează semnale de formă sinusoidală — o formează oscilatoarele cu inductanță și capacitate, numite și oscilatoare LC sau oscilatoare cu circuit oscilant.

În capitolul 2, la studiul circuitelor oscilante, am văzut că într-un circuit format dintr-o bobină și un condensator pot avea loc oscilații libere, care sînt sinusoidale și au o frecvență determinată de inductanța și de capacitatea din circuit. Aceste oscilații sînt amortizate, adică amplitudinea lor scade în timp, devenind imperceptibilă după un anumit număr de perioade.

Pentru ca aceste oscilații să aibă amplitudinea constantă, adică să devină oscilații întreținute, este necesar să cedăm din exterior circuitului oscilant o anumită cantitate de energie, în mod permanent, pentru a compensa pierderile de energie care au loc datorită rezistenței circuitului. Această energie nu poate fi însă dată circuitului oricum; ea trebuie dozată astfel încît efectul acestei acțiuni exterioare să fie întărirea oscilațiilor și nu slăbirea lor.

Cel mai simplu mod de a întreține oscilațiile într-un circuit oscilant este acela de a aplica la fiecare perioadă cîte un mic impuls de tensiune circuitului, cu ajutorul unei baterii de curent continuu și al unui întreruptor, ca în fig. 8.1.

Înteruptorul trebuie să asigure acea dozare a energiei despre care am vorbit mai înainte. El trebuie să fi închis în momentele în care tensiunea alternativă de pe condensator este de același semn cu tensiunea bateriei, și trebuie să

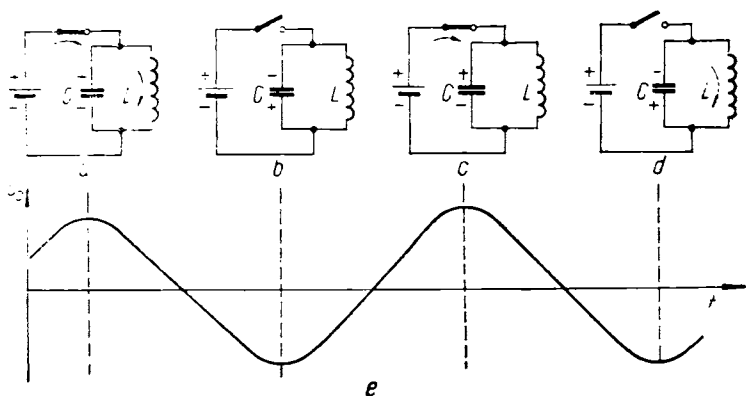


Fig. 8.1. Oscilații întreținute într-un circuit cu inductanță și capacitate; a, b, c, d – producerea oscilațiilor întreținute folosind o sursă de curent continuu și un întreruptor; e – variația în timp a tensiunii pe condensator

întrerupă legătura dintre circuit și baterie în momentele în care tensiunea pe condensator are polaritate contrară celei a bateriei. În acest mod, bateria încarcă o dată la fiecare perioadă condensatorul C cu o mică sarcină suplimentară, suficientă pentru a compensa căderea de tensiune care s-ar produce dacă oscilațiile ar fi libere.

Se vede ușor că funcționarea acestui sistem ar fi imposibilă dacă întreruptorul nu ar acționa în felul descris, perfect sincron cu oscilațiile circuitului. De exemplu, dacă închiderea și deschiderea întreruptorului s-ar face la intervale inegale de timp, sau dacă el ar fi închis tot timpul, oscilațiile din circuit nu ar avea o frecvență constantă și aceeași amplitudine, sau ar înceta complet.

Modul de funcționare descris se aseamănă cu acela al pendulului sau al balansierului ceasornicului, ale cărui oscilații sînt întreținute prin acțiunea mecanismului cu clichet care aplică cîte un mic impuls o dată la fiecare perioadă de oscilație.

În oscilatoarele electronice rolul întreruptorului din fig. 8.1. îl are un tub electronic sau un tranzistor. Acesta este introdus între sursa de alimentare și circuitul oscilant; pentru a-l bloca și a-l debloca la momentele potrivite, se folosește un semnal luat chiar de la circuitul oscilant, care printr-un circuit de reacție este aplicat la intrarea tubului sau tranzistorului.

În fig. 8.2 este arătată schema de funcționare a unui oscilator cu triodă. Se vede că în momentele în care trioda conduce, ea face legătura între sursa de alimentare și circuitul oscilant, permițând aplicarea unei tensiuni pe acest circuit, iar în momentele în care nu conduce (este blocată) separă sursa de circuitul oscilant.

Pentru ca momentele de conducție și cele de blocare să se succedă în mod corect, în ritmul oscilațiilor din circuitul inductanță-capacitate, pe grila triodei se aplică — prin intermediul circuitului de reacție — un semnal de

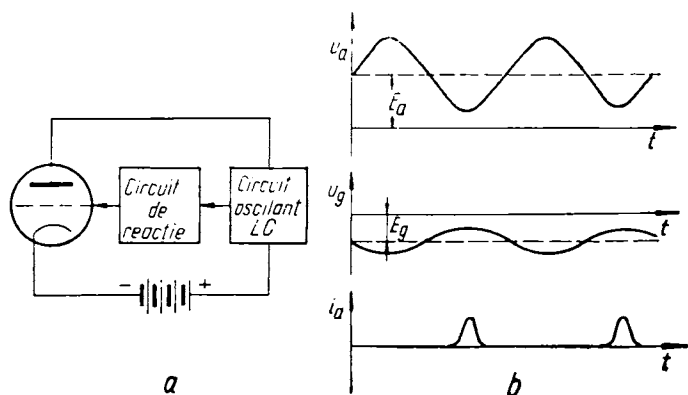


Fig. 8.2, Oscilator LC cu triodă:

a — schema de principiu; b — variația în timp a curenților și a tensiunilor.

aceeași frecvență cu cea a oscilațiilor din circuit. Acest semnal se ia de la circuitul oscilant.

Este ușor de văzut că semnalul aplicat pe grilă trebuie să fie în fază cu oscilațiile tensiunii la bornele circuitului oscilant. În adevăr, tubul trebuie să conducă în momentele

în care tensiunea pe circuitul oscilant este pozitivă, adică de același semn ca și tensiunea sursei de alimentare; pentru aceasta este necesar ca pe grila triodei să se aplice tot un semnal pozitiv. Rezultă că *întreținerea oscilațiilor se poate face numai dacă reacția este pozitivă*, fapt care l-am amintit și mai înainte.

Trioda folosită cu oscilatoare poate lucra în regim de clasă A, clasă B sau clasă C. Modul de funcționare descris este același, oricare ar fi clasa de amplificare a triodei. După cum vom vedea însă, randamentul oscilatorului și stabilitatea funcționării sale sînt mai bune în regim de clasă C; din această cauză, practic, toate oscilatoarele cu circuit oscilant inductanță-capacitate lucrează în clasă C. În acest regim de funcționare grila triodei este negativată puternic, astfel încît potențialul ei mediu este mai scăzut decît cel corespunzător blocării tubului. Curentul anodic al tubului este zero aproape tot timpul cu excepția vîrfurilor pozitive ale tensiunii de grilă, cînd acest curent circulă în impulsuri (fig. 8.2.). Amplitudinea oscilațiilor din circuitul oscilant va depinde de mărimea impulsurilor curentului anodic. În adevăr, dacă oscilațiile au amplitudine mare, pierderile vor fi și ele mari și pentru compensarea lor sînt necesare impulsuri mai puternice ale curentului anodic.

8.2.1. NEGATIVITATEA AUTOMATĂ PRIN CURENȚI DE GRILĂ

La oscilatoarele care funcționează în clasă C nu este avantajos să se folosească o negativare fixă, cu ajutorul unei surse exterioare de negativare. În adevăr, în acest caz la punerea în funcțiune a oscilatorului curentul anodic al tubului ar fi zero, deci oscilațiile nu ar putea începe. Pentru a amorsa oscilațiile, adică a le porni, ar trebui să se dea un impuls inițial de curent circuitului oscilant, care să dea naștere primelor oscilații; după aceasta funcționarea ar decurge normal.

Este deci clar că apare ca o necesitate folosirea unei negativări automate, care să depindă de amplitudinea oscilațiilor, astfel încît în primul moment, cînd amplitudinea oscilațiilor este zero, negativarea să fie minimă. O

negativare automată obișnuită, cu rezistență în catod, nu este însă nici ea potrivită. Soluția adoptată la toate oscilatoarele în clasă C este un alt tip de negativare automată, care nu folosește curentul anodic, ci curentul de grilă. În

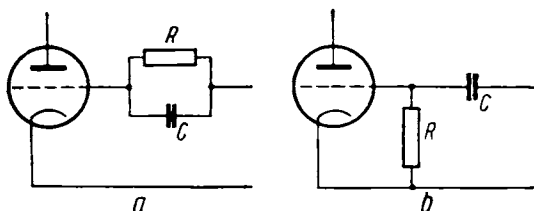


Fig. 8.3. Circuite de negativare automată prin curenți de grilă:

a - cu rezistor în serie; b - cu rezistor în paralel.

fig. 8.3 este arătată schema de principiu a circuitului de grilă al unui oscilator cu negativare automată prin curenți de grilă.

Ansamblul grilă-catod al triodei lucrează ca o diodă, care produce o redresare în circuitul de grilă. În timpul alternanțelor pozitive ale tensiunii de grilă, condensatorul C se încarcă prin circuitul de rezistență mică grilă-catod; această încărcare a condensatorului se face rapid, datorită faptului că circuitul de încărcare are rezistență mică, așa cum am arătat. În timpul alternanțelor negative ale tensiunii de grilă, spațiul grilă-catod nu conduce; condensatorul C se descarcă prin rezistența R , de valoare mare. Deoarece rezistența circuitului de descărcare este mare, acest proces are durată mai lungă. Rezultatul este că, în intervalul dintre două alternanțe pozitive, condensatorul C se descarcă foarte puțin, păstrând la bornele sale o tensiune aproape constantă și doar cu puțin mai mică decât amplitudinea tensiunii alternative aplicată pe grilă.

În fig. 8.4, este arătată variația tensiunii dintre grilă și catodul unui tub oscilator, la care negativarea se face prin curent de grilă. Tensiunea grilei, în fiecare moment, este dată de suma tensiunii alternative și a tensiunii practic continue de la bornele condensatorului C .

Cu cît amplitudinea oscilațiilor crește, cu atît mai mare va fi tensiunea continuă de negativare care apare pe condensator. În acest fel, la punerea în funcțiune a oscilatorului negativarea este zero, deci curentul anodic al tubului

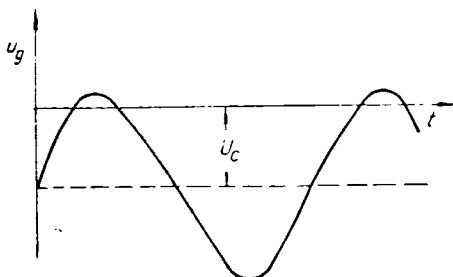


Fig. 8.4. Variația în timp a tensiunii grilei, în cazul negativării automate prin curenți de grilă.

este mare și oscilațiile se vor produce cu ușurință. Pe măsură ce oscilațiile cresc în amplitudine, va crește și negativarea, aducînd tubul în regimul de clasă C dorit.

Pentru ca grupul RC de negativare automată prin curenți de grilă să funcționeze corect, este necesar ca produsul dintre rezistența R și capacitatea C , care se numește *constantă de timp* a circuitului, să fie de 10–20 ori mai mare decît perioada oscilațiilor. Aceasta asigură o constantă suficient de bună a tensiunii la bornele condensatorului.

8.2.2. AMORSAREA ȘI AMPLITUDINEA OSCILAȚIILOR

În cele expuse mai sus am explicat funcționarea oscilatorului presupunînd că în circuitul oscilant au existat oscilații, fără să arătăm cum se amorsează (cum pornesc) primele oscilații. În adevăr, dacă tubul oscilator este în funcțiune și prin el trece un curent anodic constant, aparent nu există nici o cauză care să dea naștere la oscilații. Pentru a porni oscilațiile, știm că este necesar un impuls de tensiune sau de curent, adică o variație a tensiunii sau a curentului din circuitul oscilant.

În realitate, curentul anodic al unui tub nu este niciodată perfect constant. Chiar dacă tensiunile de alimentare,

anodică și de filament, ar fi constante, curentul în sine are și o componentă alternativă de mică amplitudine, deoarece el constă dintr-un flux de electroni, iar trecerea fiecărui electron reprezintă un mic impuls de curent. Circuitului oscilant îi este suficient cel mai mic impuls de curent pentru ca oscilațiile să se producă. Iată deci, că în caz extrem, cînd nu se produce nici o altă variație a curentului prin tub, fluctuațiile mici ale acestuia, cauzate de caracterul discontinuu al fluxului de electroni, vor determina pornirea oscilațiilor în circuitul oscilant.

Odată amorstate, oscilațiile vor crește repede în amplitudine, deoarece energia cedată în fiecare perioadă de către sursa circuitului oscilant este mai mare decît pierderile care se produc în circuit. Este normal să presupunem că amplitudinea oscilațiilor va crește pînă în momentul cînd aceste două energii vor deveni egale. Putem deci stabili următoarea proprietate importantă a oscilatorului: *amplitudinea oscilațiilor se stabilește (se limitează) la o valoare la care puterea cedată circuitului oscilant de către sursa de alimentare, prin intermediul tubului (sau tranzistorului), este egală cu puterea consumată în circuitul oscilant și în restul circuitelor oscilatorului.*

La începutul funcționării oscilatorului, imediat după punerea lui în funcțiune, oscilatorul lucrează în clasă A. În acest regim puterea cedată circuitului oscilant prin intermediul tubului crește o dată cu creșterea amplitudinii oscilațiilor, deoarece mărirea amplitudinii oscilațiilor determină o mărire proporțională a amplitudinii curentului anodic al tubului. Rezultă că în regim de clasă A nu este posibilă o limitare a amplitudinii oscilațiilor; acest regim nu poate asigura o funcționare stabilă a oscilatorului. În adevăr, sînt posibile două situații: sau puterea cedată circuitului oscilant este mai mare decît cea pierdută, și atunci amplitudinea oscilațiilor crește, sau puterea cedată este mai mică și în acest caz amplitudinea oscilațiilor scade.

Altfel stau lucrurile în regim de clasă C. În acest regim, componenta fundamentală a curentului anodic nu mai crește proporțional cu amplitudinea oscilațiilor. În acest fel se poate stabili un echilibru al schimbului de putere între sursă și circuitul oscilant, iar amplitudinea oscilațiilor se stabilizează.

O ultimă chestiune care mai trebuie lămurită este următoarea: de ce factori depinde valoarea la care se stabilește amplitudinea oscilațiilor? O analiză mai profundă a funcționării oscilatoarelor arată că, pentru un tub electronic (tranzistor) dat, amplitudinea oscilațiilor depinde de factorul de reacție pozitivă. Cu cât reacția este mai puternică, cu atât amplitudinea oscilațiilor va fi mai mare. Dimpotrivă, la un factor de reacție mai mic oscilațiile vor avea o amplitudine mai redusă. Amplitudinea oscilațiilor mai depinde și de parametrii tubului (tranzistorului), în primul rînd de panta sa. O valoare mai mare a pantei asigură o amplitudine mai importantă a oscilațiilor.

Există o valoare critică a produsului dintre factorul de reacție și panta tubului (tranzistorului), sub care oscilațiile nu se mai pot produce. Această valoare, care depinde de tipul oscilatorului și de schema lui, se numește condiție de oscilație.

Condiția de oscilație se mai poate exprima sub forma generală

$$\beta A = 1,$$

Pe care am întîlnit-o la studiul reacției în amplificatoare. În această relație β este factorul de reacție, iar A este amplificarea amplificatorului, care se obține dacă se întrerupe circuitul de reacție al oscilatorului.

8.2.3. NOȚIUNEA DE REZISTENȚĂ NEGATIVĂ

Am arătat că într-un circuit oscilant se produc oscilații amortizate dacă nu intervine o acțiune exterioară, din cauza pierderilor în rezistența circuitului. Dacă însă s-ar putea realiza circuite oscilante cu rezistența egală cu zero, amplitudinea oscilațiilor s-ar menține constantă un timp nedefinit, deoarece în circuit nu s-ar mai produce pierderi.

Pe de altă parte, în circuitele oscilante, care fac parte dintr-un oscilator electronic se produc, așa cum am văzut, tot oscilații de amplitudine constantă. Comparînd cele două situații, una ideală și una reală, în care se produc oscilații de amplitudine constantă, rezultă că funcționarea unui oscilator electronic se poate explica și admițînd că el intro-

duce o *rezistență negativă* în circuitul oscilant, care adunată algebric cu rezistența pozitivă dă o rezistență totală nulă.

Ce trebuie să înțelegem printr-o rezistență negativă?

O rezistență obișnuită, pozitivă, este parcursă de un curent proporțional cu tensiunea care i se aplică și este îndreptat de la plusul către minusul tensiunii, așa cum decurge din legea lui Ohm. În cazul unei rezistențe negative, curentul prin rezistență este tot proporțional cu tensiunea aplicată, dar îndreptat de la minusul către plusul tensiunii (fig. 8.5).

Observăm că și în cazul unei surse, curentul debitat este îndreptat de la minusul către plusul sursei, prin interiorul ei (fig. 8.5). Înseamnă că o rezistență negativă este asemănătoare unei surse; de fapt, practic, nu se pot realiza rezistențe negative decât cu circuite active, adică circuite care cuprind și cel puțin o sursă. Deosebirea dintre o rezistență negativă și o sursă simplă este următoarea: pe când sursa

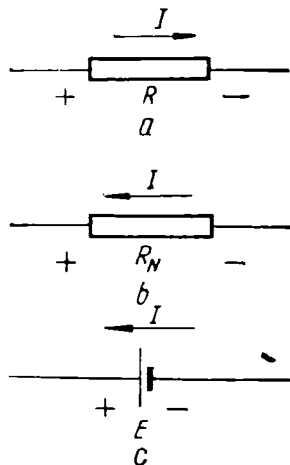


Fig. 8.5. Explicarea noțiunii de rezistență negativă:

a — rezistență pozitivă; *b* — rezistență negativă; *c* — sursă.

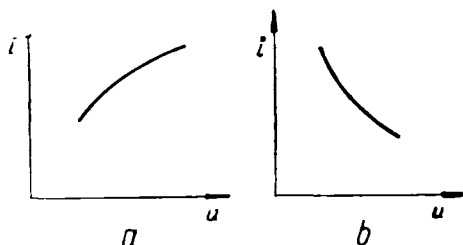


Fig. 8.6. Porțiuni din caracteristica curent-tensiune a unor elemente neliniare:

a — cu rezistență pozitivă; *b* — cu rezistență negativă.

de tensiune are o tensiune aproape independentă de curentul care o parcure, la o rezistență negativă există o proporționalitate între tensiune și curent; dacă prin rezistența negativă nu circulă curent, tensiunea la bornele ei este zero.

În general, elementele de circuit care au o rezistență negativă sînt elemente neliniare, adică elemente la care curba curent-tensiune nu este o linie dreaptă, ci o curbă. Proporționalitatea dintre curent și tensiune există numai pe o anumită porțiune a acestei curbe. După cum această porțiune este ca în fig. 8.6, *a* sau ca în fig. 8.6, *b*, spunem că rezistența acelei porțiuni de caracteristică este pozitivă respectiv negativă.

Pe o porțiune a curbei din fig. 8.6, *a* (rezistența pozitivă) unei creșteri a tensiunii îi corespunde o creștere a curentului, iar pe o porțiune a curbei din fig. 8.6, *b* (rezistența negativă) — o creștere a tensiunii produce o scădere a curentului.

În fig. 8.7 sînt arătate două exemple tipice de caracteristici ale unor elemente de circuit cu rezistență negativă.

Oricare din aceste elemente, conectate în serie sau în paralel cu un circuit oscilant, pot produce oscilații întreținute în acel circuit, dacă este îndeplinită condiția ca rezistența totală, compusă din rezistența pozitivă a circuitului oscilant și rezistența negativă a elementului neliniar, să fie egală cu zero (sau să fie negativă, caz în care amplitudinea oscilațiilor va crește).

Se poate arăta că oscilatoarele obișnuite, cu tuburi electronice sau cu tranzistoare, au o rezistență negativă

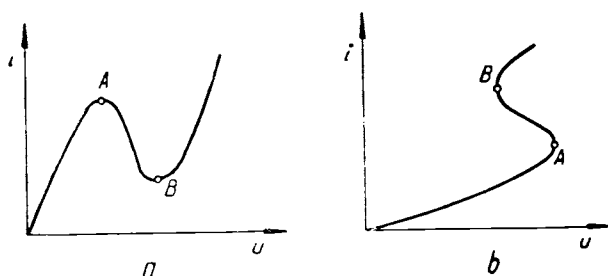


Fig. 8.7. Tipuri de caracteristici cu porțiuni de rezistență negativă: *a* — caracteristică în „N”, *b* — caracteristică în „S”; *A*, *B* — punctele între care se află porțiunea de rezistență negativă.

între bornele care se conectează la circuitul oscilant. Mai există însă multe alte dispozitive care prezintă rezistență negativă, cu ajutorul cărora se pot realiza oscilatoare; astfel

de dispozitive sînt unele diode cu gaz, unele diode semiconductoare speciale (ca diode tunel), termistoarele, arculectric etc.

8.2.4. SCHEME DE OSCILATOARE LC

Există diferite scheme de oscilatoare LC , care diferă între ele prin modul în care se efectuează reacția (inductiv, capacitiv sau prin autotransformator), prin modul de alimentare (în serie sau în paralel) și prin numărul de tuburi, de obicei unul sau două (montaje în contratimp).

În fig. 8.8 sînt reprezentate două variante ale schemei de oscilator LC cu cuplaj inductiv. Particularitatea schemei cu reacție inductivă este faptul că reacția, adică cuplajul dintre circuitul anodic și circuitul de grilă ale tubului, are loc prin intermediul unui transformator (două bobine cuplate, dintre care una este bobina circuitului oscilant).

Schema din fig. 8.8, *a* reprezintă un montaj serie, deoarece sursa de alimentare anodică și circuitul oscilant sînt conectate în serie. Curentul anodic al tubului trece în întregime atît componenta sa continuă cît și cea alternativă — prin bobina circuitului oscilant. Această schemă are dezavantajul că circuitul oscilant se află la potențialul ridicat al sursei anodice. Acest lucru poate prezenta un pericol pentru operator, la oscilatoarele de putere mare, unde tensiunea anodică

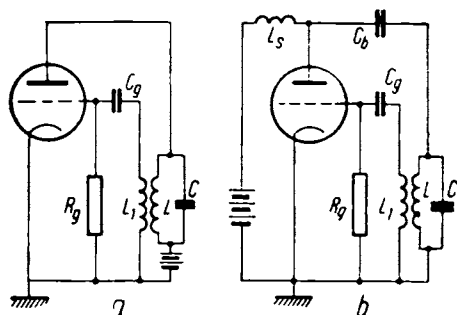


Fig. 8.8. Oscilatoare LC cu cuplaj inductiv:
a — cu alimentare serie; *b* — cu alimentare paralel.

are valori mari. Nici la oscilatoarele de putere mică nu este avantajos ca între elementele circuitului oscilant și masă să existe o tensiune relativ ridicată, mai ales la oscilatoarele

cu frecvență variabilă, care utilizează condensatoare variabile.

Schema din fig. 8.8, *b* reprezintă același oscilator, însă cu alimentare în paralel. Cu ajutorul bobinei de șoc L_s și al condensatorului de blocaj C_b componentele curentului anodic sînt separate: componenta continuă circulă numai prin sursă și prin bobină de șoc, iar componenta alternativă prin condensatorul de blocaj și prin circuitul oscilant. Bobina de șoc trebuie să aibă o inductanță destul de mare pentru a împiedica trecerea curenților alternativi prin ea, iar capacitatea condensatorului de blocaj trebuie să fie și ea suficient de mare pentru a prezenta practic un scurtcircuit pentru curentul alternativ.

În fig. 8.9 este reprezentată o schemă de oscilator LC cu reacție capacitivă, numit și oscilator Colpitts sau oscilator în trei puncte, cu cuplaj capacitiv (se numesc oscilatoare în trei puncte, deoarece trei puncte ale circuitului oscilant sînt legate la anodul, grila, respectiv catodul tubului).

Cele două condensatoare din circuitul oscilant formează un divizor de tensiune care asigură reacția; se poate constata ușor că reacția este pozitivă, observînd că tensiunile anodului

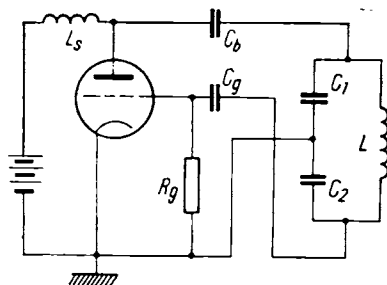


Fig. 8.9. Oscilator cu cuplaj capacitiv (Colpitts).

și ale grilei, raportate ca de obicei, la catod, sînt în antifază. Pe cînd la oscilatoarele cu cuplaj inductiv factorul de reacție era determinat mai ales de valoarea inducției mutuale dintre cele două bobine cuplate, la acest oscilator gradul reacției se poate varia prin modificarea raportului dintre capacitățile C_1 și C_2 ale circuitului oscilant.

O altă variantă a oscilatoarelor în trei puncte este cea cu cuplaj prin autotransformator, numită și oscilator Hartley (fig. 8.10). Aceasta funcționează similar oscilatorului Colpitts descris anterior.

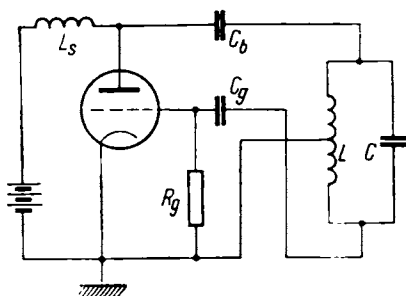


Fig. 8.10. Oscilator cu cuplaj prin autotransformator (Hartley).

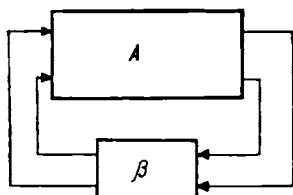


Fig. 8.11. Schema generală a unui oscilator:

A — amplificator; β — circuit de reacție.

8.3. OSCILATOARE CU REZISTENȚĂ ȘI CAPACITATE (RC)

Orice oscilator poate fi privit ca un amplificator cu reacție pozitivă, adică poate fi considerat compus dintr-un amplificator cu unul sau mai multe etaje și dintr-un circuit de reacție (fig. 8.11).

Pentru a avea oscilații sinusoidale, este necesar ca condiția oscilației

$$\beta A = 1$$

să fie îndeplinită la o singură frecvență. În adevăr, dacă această condiție este valabilă într-o întreagă gamă de frecvențe, oscilatorul nu va oscila pe o singură frecvență, ci pe mai multe frecvențe simultan. Forma oscilațiilor nu va mai fi sinusoidală, deoarece diferitele componente sinusoidale pe care oscilează sistemul formează, prin suprapunerea lor, o oscilație nesinusoidală.

Pentru a avea oscilații sinusoidale, este deci necesar ca valoarea produsului βA să fie egală cu 1 numai la o singură frecvență, iar la toate celelalte frecvențe să fie mai mică

decît 1. Aceasta se poate realiza în două moduri: fie amplificatorul este selectiv fie circuitul de reacție este selectiv. În oscilatoarele *LC* selectivitatea era asigurată de circuitul oscilant, a cărui prezență făcea ca relația $\beta A = 1$ să fie îndeplinită numai la frecvența de rezonanță a circuitului.

Oscilatorul de formă generală din fig. 8.12 poate oscila pe o singură frecvență, chiar dacă i se adaugă circuite selective de alt tip decît cele cu inductanță și capacitate.

O clasă răspîndită de circuite selective o formează circuitele cu rezistență și capacitate; oscilatoarele în care circuitul de reacție este selectiv și este compus numai din rezistențe și din capacități se numesc oscilatoare cu rezistență și capacitate sau oscilatoare *RC*.

Menționăm că tot atît de ușor se pot realiza și oscilatoare cu rezistență și inductanță (oscilatoare *RL*). Aceste oscilatoare nu sînt însă folosite practic, din cauză că bobinele sînt piese mult mai voluminoase și mai scumpe decît condensatoarele, avînd și neajunsul că produc cuplaje magnetice cu elementele de circuit învecinate.

Există două categorii mari de oscilatoare *RC*: oscilatoare cu număr impar de etaje (de obicei un etaj) și oscilatoare cu număr par de etaje (de obicei două etaje). În fig. 8.12 sînt prezentate schematic aceste două tipuri de oscilatoare.

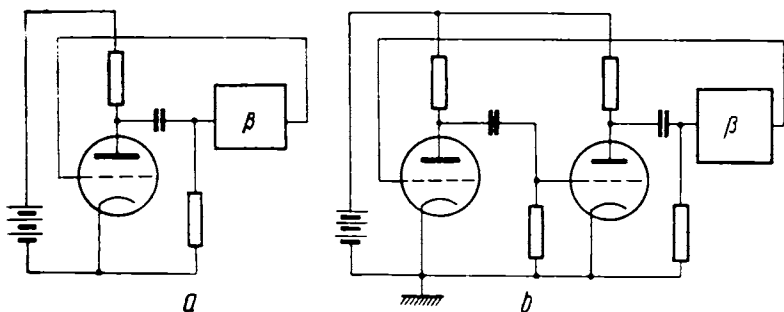


Fig. 8.12. Oscilatoare *RC*:

a — cu un tub electronic; *b* — cu două tuburi.

Se vede că la oscilatorul cu un etaj circuitul de reacție trebuie să asigure semnalului un defazaj de 180° , adică să-i inverseze faza pentru ca reacția să fie pozitivă, deci

să se poată produce oscilații (aceasta din cauză că un etaj de amplificare introduce și el un defazaj de 180° , defazajul total devenind astfel zero și semnalul de reacție fiind aplicat la intrare în fază cu semnalul de intrare). La oscilatorul cu două etaje, dimpotrivă, circuitul de reacție trebuie să transmită semnalul cu un defazaj zero, adică să nu-i schimbe faza, pentru ca reacția să fie pozitivă.

În concluzie, la oscilatorul RC cu un etaj trebuie folosit un circuit cu rezistențe și capacități care să transmită cu atenuare mică și cu inversare de fază semnalele de o anumită frecvență, iar semnalele de orice altă frecvență să le transmită fie cu o atenuare, fie cu un defazaj diferit de 180° . La oscilatorul RC cu două etaje trebuie folosite alte circuite cu rezistențe și capacități, care la o anumită frecvență să transmită semnalele cu atenuare mică și fără defazare, iar la alte frecvențe să introducă o atenuare mare sau un defazaj important.

Există diferite scheme de circuite selective RC care se pot folosi la oscilatoarele de cele două tipuri.

8.3.1. OSCILATOARE RC CU UN ETAJ DE AMPLIFICARE

Schema cea mai obișnuită de oscilator RC cu un etaj este cea prezentată în fig. 8.13. Circuitul de reacție este format din perechi rezistență-capacitate (celule RC), fiecare din aceste perechi producând un defazaj de aproximativ 60° . Având în total trei celule RC , defazajul introdus de circuitul de reacție va fi de 180° .

Se vede că numai cu două celule de acest tip nu s-ar fi putut obține defazajul necesar.

Defazajul introdus de circuitul de reacție este de 180° numai la o singură frecvență. În adevăr, la frecvențe mai mici defazajul crește, deoarece reactanța condensatoarelor este mai mare și ele joacă un rol preponderent în celulele RC . La frecvențe mai înalte reactanța condensatoarelor scade, deci ele au o influență mai mică și defazajul introdus scade.

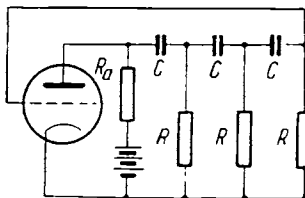


Fig. 8.13. Oscilator RC cu un tub electronic.

Frecvența de oscilație, dacă cele trei rezistențe au aceeași valoare R și cele trei condensatoare au aceeași capacitate C , se poate calcula cu formula

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC} = \frac{1}{15,4RC}.$$

Se observă că frecvența de oscilație este invers proporțională cu capacitatea, și nu cu rădăcina pătrată a capacității, ca la oscilatoarele LC . Acestea prezintă un mare avantaj

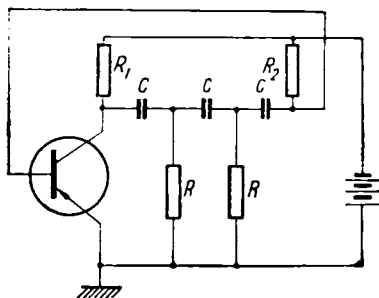


Fig. 8.14. Oscilator RC cu un tranzistor.

deoarece ușurează realizarea oscilatoarelor de frecvență variabilă. De exemplu, dacă raportul dintre valoarea maximă și valoarea minimă a capacității unui condensator variabil este $C_{max}/C_{min}=10$, la un oscilator RC frecvența poate fi variată în același raport 10:1 prin modificarea capacității de la valoarea sa minimă pînă la cea

maximă, pe cînd la un oscilator LC în aceleași condiții se putea realiza o variație a frecvenței de oscilație într-un raport abia cu puțin mai mare decît 3:1.

Oscilatoare RC cu un etaj se pot realiza ușor și cu tranzistoare. În fig. 8.14 este arătată schema unui asemenea oscilator. Deosebirea față de schema cu tub electronic constă în modul de polarizare a electrozilor.

8.3.2. OSCILATOARE RC CU DOUĂ ETAJE DE AMPLIFICARE

Circuitul selectiv folosit în oscilatoarele RC cu două etaje este de cele mai multe ori o punte Wien, a cărei schemă este reprezentată în fig. 8.15. Această punte are proprietatea că tensiunea la ieșire ei (pe una din diagonale,) este în fază cu tensiunea la intrare (pe cealaltă diagonală la o singură frecvență, dată de formula

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}.$$

Dacă această punte se folosește ca circuit de reacție într-un oscilator cu două etaje, frecvența de oscilație va avea chiar valoarea dată de formula de mai sus.

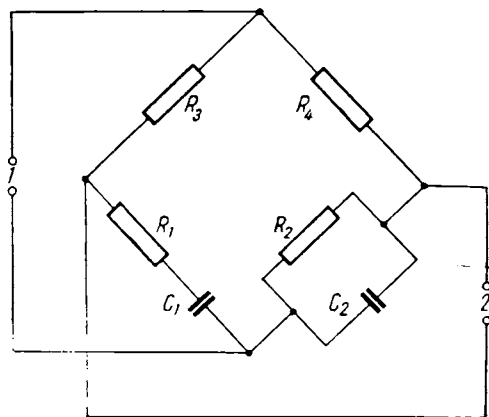


Fig. 8.15. Punte Wien.

De obicei, se ia $C_1 = C_2$, $R_1 = R_2$ și $R_3 = R_4$. În aceste condiții, frecvența de oscilație devine

$$f = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}.$$

Și în acest caz frecvența de oscilație este deci invers proporțională cu capacitatea.

Schema unui oscilator RC cu două tuburi, cu punte Wien, este prezentată în fig. 8.16. El conține un amplificator obișnuit, cu cuplaj prin rezistență și capacitate, cu două etaje.

Între ieșirea și intrarea acestui amplificator este conectată puntea Wien; două din brațele acestei punți sînt formate din rezistoarele R_1, R_2 și din condensatoarele C_1, C_2 , iar celelalte două brațe sînt formate din rezistorul R_3 și din lampa cu incandescentă (becul) L . Se observă că cele patru borne ale punții sînt conectate în modul următor: una la masă, una la anodul tubului T_2 (deci la ieșirea amplificatorului), una la grilă și una la catodul tubului T_1 (ultimele două borne sînt deci legate la intrarea amplificatorului).

Rolul lămpii L este de a stabili amplitudinea oscilațiilor. În adevăr, dacă amplitudinea tinde să scadă, rezistența lămpii scade, ceea ce micșorează reacția negativă produsă de

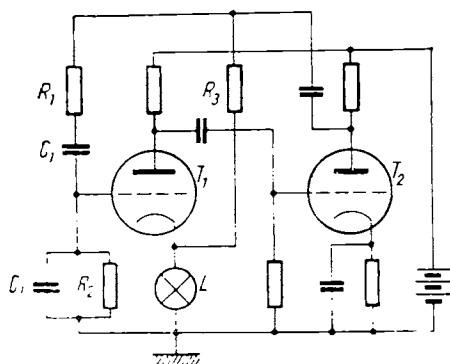


Fig. 8.16. Oscilator RC cu punte Wien.

lămpă și amplitudinea va crește; dacă dimpotrivă amplitudinea tinde să crească, rezistența lămpii va crește și ea, reacția negativă produsă de lămpă crește, ceea ce compensează efectul inițial. Menționăm că în oscilatoarele RC nu se poate folosi metoda de limitare obișnuită de la oscilatoarele LC , prin curenți de grilă și prin tăierea curentului anodic deoarece aici lipsește circuitul oscilant care să filtreze numai componenta fundamentală a oscilațiilor; din această cauză s-ar obține oscilații puternice nesinusoidale dacă tuburile nu ar lucra în clasă A.

9. MODULATOARE, DEMODULATOARE, SCHIMBATOARE DE FRECVENȚĂ

9.1. INTRODUCERE

Circuitele electronice analizate pînă aici au fost circuite de tip „cuadripol”, cu două borne de intrare și două borne de ieșire. Ele sînt caracterizate printr-o mărime de intrare, care suferă anumite transformări și este transmisă la ieșire sub o formă modificată. Astfel, redresorul primește o tensiune alternativă la intrare și furnizează o tensiune continuă la ieșire. Amplificatorul produce la ieșirea sa un semnal de aceeași formă ca și cel aplicat la intrare, dar mai intens.

Numeroase circuite electronice sînt caracterizate prin existența mai multor intrări, la care se aplică mai multe semnale. Circuitul electronic „prelucrează” aceste semnale, combinîndu-le într-un anumit fel; semnalul de ieșire reprezintă deci o „combinație” a semnalelor de intrare. De exemplu, unul din semnale poate fi folosit pentru modificarea formei de variație în timp a celui alt semnal, rezultînd la ieșire un semnal complex, cu amplitudinea sau cu frecvența variabilă; un asemenea proces se numește *modulație* și semnalul rezultat se numește *semnal modulat*. Procesul invers modulației, prin care se separă din nou semnalele componente, se numește *demodulație* sau *deteecție*. Un caz particular de modulație, în care se folosesc și circuitele selective pentru separarea unuia din semnalele sinusoidale rezultate, conduce la producerea de semnale de altă frecvență

decît cele aplicate la intrare; în acest caz avem de a face cu o *schimbare de frecvență* sau *conversiune de frecvență*.

Circuitele electronice de acest gen sînt, în mod evident mai complicate decît cele analizate în capitolele precedente. Ne vom ocupa de ele pe scurt, insistînd numai asupra principiului de funcționare și prezentînd doar schemele cele mai simple.

9.2. MODULATOARE

Se numesc modulatatoare circuitele electronice care realizează modulația în sensul arătat mai sus. În general, modulatatoarele sînt circuite electronice în care un parametru electric — de exemplu, rezistența unui dispozitiv electronic — este variat de către semnalul care produce modulația.

9.2.1. TIPURI DE MODULAȚIE

Modulația reprezintă modificarea unui parametru al unei mărimi electrice, în conformitate cu un semnal care trebuie transmis. Semnalul supus modulației se numește *semnal purtător* (sau, simplu, purtător). Semnalul în conformitate cu care se efectuează modulația se numește *semnal modulator*.

De regulă, semnalul purtător este un semnal sinusoidal, de o anumită frecvență. În lipsa modulației, amplitudinea și frecvența acestui semnal sînt constante. Semnalul purtător poate fi constituit și dintr-o succesiune de impulsuri.

Semnalul modulator poate avea orice variație în timp. El corespunde „mesajului” care trebuie transmis. De exemplu, în cazul radiotelegrafiei semnalul modulator este format din succesiunea de puncte și linii ale codului Morse. În cazul radiodifuziunii, semnalul modulator corespunde oscilațiilor sonore care constituie programul muzical sau vorbit de transmis („transpus” în oscilații electrice prin intermediul microfonului).

În cazul purtătoarei sinusoidale, se deosebesc modulația de amplitudine, modulația de frecvență și modulația de fază.

Modulația de amplitudine constă în modificarea amplitudinii semnalului purtător, în așa fel încît amplitudinea

semnalului modulat să varieze conform semnalului modulator. Frecvența semnalului modulat în amplitudine este constantă.

Modulația de frecvență constă în modificarea frecvenței semnalului purtător, în așa fel încît frecvența semnalului modulat să varieze conform semnalului modulator. Amplitudinea semnalului modulat în frecvență este constantă.

Modulația de fază constă în modificarea fazei semnalului purtător, în așa fel încît faza semnalului purtător să varieze conform semnalului modulator. Modulația de fază este, într-un fel, tot o modulație de frecvență, întrucît o variație a fazei înseamnă în același timp și o variație corespunzătoare a frecvenței (și invers, orice variație a frecvenței implică o variație a fazei).

În fig. 9.1 sînt ilustrate modulația de amplitudine și modulația de frecvență, prin reprezentarea grafică a semnalului purtător, a semnalului modulator și a celor două semnale modulate, unul în amplitudine și unul în frecvență. În această figură s-a presupus că semnalul modulator este tot sinusoidal. Practic, el poate avea o formă oarecare de variație în timp. Important este însă faptul că frecvența maximă a semnalului modulator trebuie să fie totdeauna mult mai mică decît frecvența semnalului purtător; este evident că în caz contrar variația semnalului purtător ar fi prea rapidă și „înfășurătoarea” semnalului modulat nu ar putea reda fidel această variație. Deci, dacă notăm cu f frecvența purtătoare și cu f_M frecvența de modulație, este necesar ca

$$f_M \ll f.$$

Această relație trebuie să fie îndeplinită și pentru frecvența cea mai înaltă a componentelor sinusoidale (armonici) care constituie semnalul modulator.

Deși semnalul modulat — în amplitudine sau în frecvență — are o formă de variație în timp în aparență sinusoidală, el nu mai este de fapt un semnal sinusoidal. Ca orice semnal nesinusoidal, el se poate deci descompune în componente sinusoidale. Care sînt componentele sinusoidale ale unui semnal modulat? Răspunsul la această întrebare prezintă o importanță practică deosebită, deoarece semnalele modulate sînt amplificate de obicei cu ajutorul amplifica-

toarelor selective, care trebuie astfel realizate încît să amplifice uniform toate componentele sinusoidale ale semnalului.

În cazul unui semnal modulat în amplitudine cu frecvența purtătoare f și frecvența modulatoră f_M , se poate arăta că

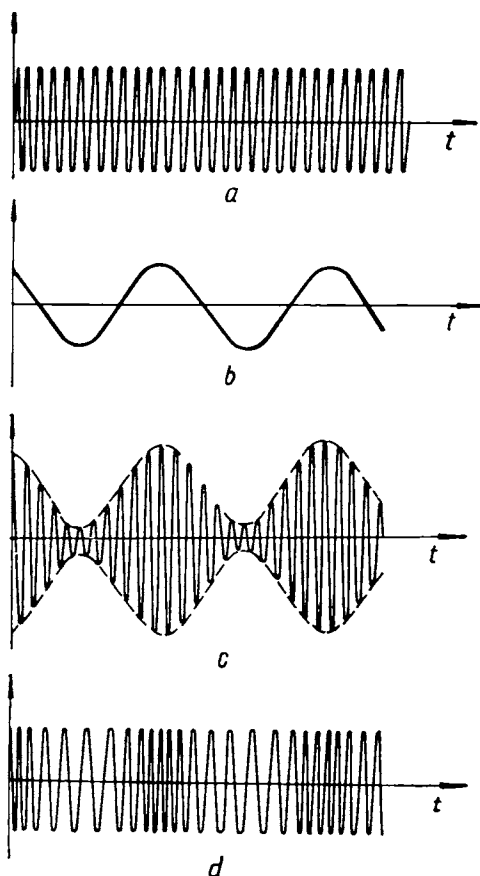


Fig. 9.1. Tipuri de modulație:

a – semnalul purtător; b – semnalul modulator; c – semnalul modulat în amplitudine;
 d – semnalul modulat în frecvență.

semnalul modulat (deci nesinusoidal) se descompune în trei semnale sinusoidale, ale căror frecvențe sînt $f - f_M$, și

$f+f_M$. Se observă că, pe lângă semnalul de frecvență f , au apărut două alte semnale avînd frecvențele diferite de f și anume unul de frecvență mai mare $f+f_M$ și altul de frecvență mai mică $f-f_M$. Aceste două semnale se numesc *componente laterale*. Ele au frecvențe cu atît mai mult diferite de frecvența purtătoare cu cît frecvența semnalului modulator este mai mare.

În fig. 9.2, *a*, *b*, *c*, *d* este ilustrată descompunerea semnalului modulat în amplitudine în purtătoare și componente laterale. Prima diagramă reprezintă componenta laterală de frecvență mai mare $f+f_M$, a doua diagramă reprezintă purtătoarea de frecvență f , iar a treia diagramă reprezintă componenta laterală de frecvență mai mică $f-f_M$. Se poate verifica că prin însumarea celor trei componente se obține semnalul modulat în amplitudine (însumarea se face punct cu punct, adunînd ordonatele corespunzătoare diferitelor momente).

În fig. 9.2, *e* este reprezentat „spectrul” semnalului modulat în amplitudine, cu componentele laterale care au totdeauna amplitudini mai mici decît purtătoarea.

Banda de frecvențe totală „ocupată” de semnalul modulat în amplitudine este egală cu $2f$, ceea ce rezultă și din fig. 9.2, *e*. Un amplificator de semnale modulate trebuie deci să transmită o bandă de frecvențe de lărgime egală cu dublul frecvenței maxime de modulație. Pentru transmiterea satisfăcătoare a muzicii este necesar să fie redată frecvențe pînă la cel puțin 4,5 kHz; prin urmare, banda de frecvențe a semnalului modulat în amplitudine în acest caz este de 9 kHz.

În cazul semnalelor modulate în frecvență situația este mai complicată, deoarece există mai multe componente laterale chiar dacă semnalul modulator este sinusoidal. În general, banda de frecvențe ocupată de un semnal modulat în frecvență este mult mai largă decît aceea corespunzătoare semnalului modulat în amplitudine.

9.2.2. CIRCUITE DE MODULAȚIE

Pentru realizarea modulației de amplitudine se folosesc etaje de amplificare speciale, în care una din tensiunile de alimentare — de obicei tensiunea anodică sau tensiunea de grilă — este variată în conformitate cu semnalul modulator.

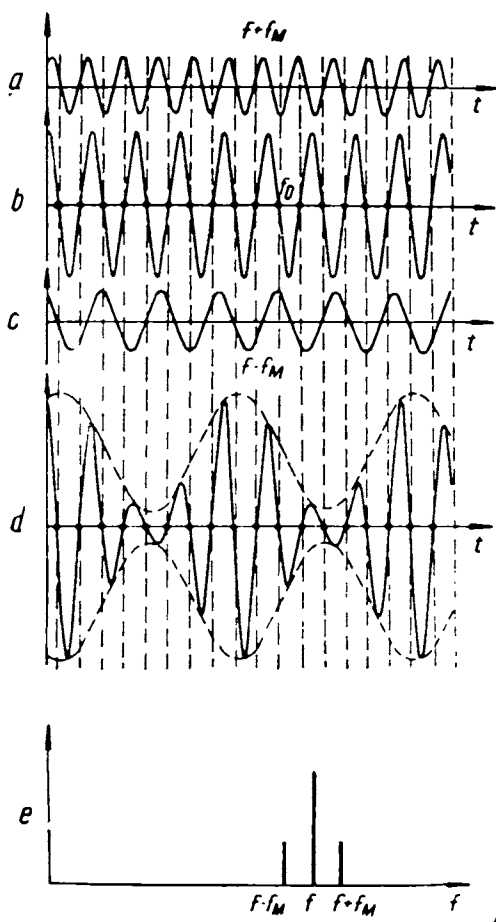


Fig. 9.2. Descompunerea semnalului modulat în amplitudine în purtătoare și componente laterale:

a — componenta laterală superioară; *b* — purtătoarea; *c* — componenta laterală inferioară;
d — semnalul modulat în amplitudine; *e* — spectrul semnalului modulat în amplitudine.

În fig. 9.3 sînt arătate cîteva scheme de modulatori. Schema din fig. 9.3, *a* reprezintă un circuit de modulație pe anod. Semnalul purtător este amplificat de un amplificator în clasă C, realizat cu trioda T_1 , iar semnalul modulator

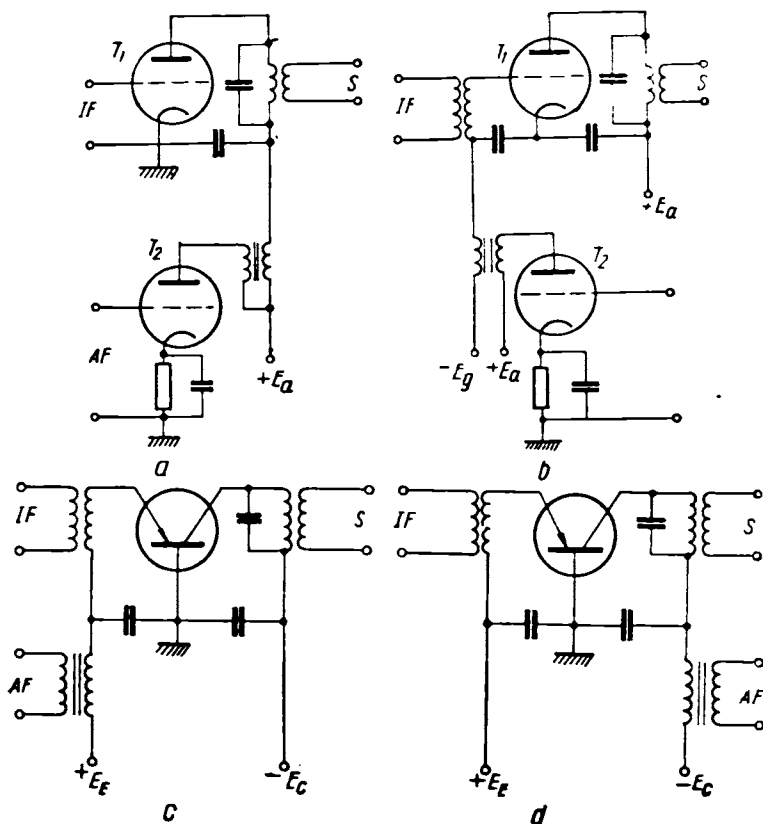


Fig. 9.3. Circuite de modulare:

a, b — modulatori cu tuburi electronice; *c, d* — modulatori cu tranzistoare; *a* — modulație pe anod; *b* — modulație pe grilă; *c* — modulație pe emitor; *d* — modulație pe colector.

este amplificat de un amplificator de audiofrecvență (de putere) realizat cu trioda T_2 . Tensiunea modulatorie amplificată este aplicată în serie cu tensiunea de alimentare

anodică E_a , pe anodul tubului T_1 . În acest fel, tensiunea anodică a acestui tub variază între o limită maximă și una minimă, în ritmul semnalului modulator. În mod corespunzător va varia și amplificarea tubului T_1 , deoarece în regim de clasă C amplificarea este aproape proporțională cu tensiunea anodică. Ca rezultat, semnalul purtător, de amplitudine constantă pe grila tubului T_1 , va avea o amplitudine variabilă la ieșire, fiind amplificat mai mult sau mai puțin, în funcție de tensiunea anodică a lui T , și deci, în ultimă instanță, în funcție de semnalul modulator.

Modulația pe anod asigură distorsiuni foarte mici, dar necesită un etaj modulator de putere relativ mare.

Schema din fig. 9.3, *b* reprezintă un circuit de modulație pe grilă. Deosebirea față de montajul precedent constă în aceea că tensiunea modulatorie amplificată de tubul T_2 este aplicată de data aceasta pe grila tubului T , modificînd tensiunea de grilă a acestuia. Amplificarea lui T va varia în funcție de valoarea instantanee a tensiunii de grilă producîndu-se astfel modularea în amplitudine a semnalului amplificat de tubul T_1 .

Avantajul modulației pe grilă este că puterea pe care trebuie să o producă tubul T_2 este mai mică. În schimb, modulația se face cu distorsiuni mai mari.

În schemele din fig. 7.3, *c* și 9.3, *d* sînt reprezentate două modulatatoare folosind tranzistoare. În primul circuit tensiunea modulatorie este aplicată pe emitor, variînd tensiunea de emitor a tranzistorului și modificînd astfel amplificarea acestuia în conformitate cu semnalul modulator. În al doilea circuit tensiunea modulatorie este aplicată pe colector.

Modulația de frecvență se obține într-un mod cu totul diferit și anume conectînd în circuitul oscilant al unui oscilator o reactanță care este variată (comandată) de către semnalul modulator. În acest fel, frecvența de rezonanță a circuitului oscilant și deci și frecvența de oscilație a oscilatorului vor varia în conformitate cu semnalul modulator.

Reactanța variabilă se realizează cu ajutorul unui dispozitiv electronic. O schemă răspîndită este aceea a *tubului de reactanță*, reprezentată în fig. 9.4. Acesta se comportă, între bornele sale (mai exact între anod și catod), ca o reactanță. În adevăr, curentul din trioda din fig. 9.4, *a* este

determinat de tensiunea de grilă, care la rîndul ei depinde de tensiunea anodică și de elementele R_1 și C_2 ale schemei. Dacă valoarea capacității C_2 este suficient de mică, tensiunea de grilă este defazată cu 90° înaintea tensiunii anodice;

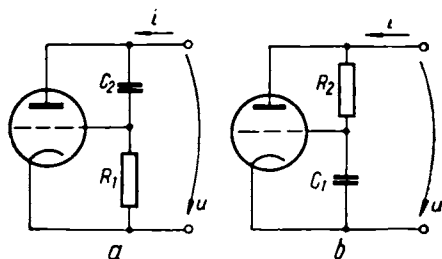


Fig. 9.4. Tuburi de reactanță:

a — tub de reactanță capacitiv; b — tub de reactanță inductiv.

curentul anodic, proporțional cu tensiunea de grilă, va fi și el defazat cu 90° înaintea tensiunii anodice. Deci, întregul ansamblu se comportă ca o capacitate. Valoarea acestei capacități depinde de panta tubului, deoarece aceasta determină amplitudinea curentului anodic. Folosind tuburi cu pantă variabilă, valoarea pantei poate fi modificată prin varierea tensiunii de grilă; în același timp va varia și capacitatea echivalentă a sistemului. Rezultă că aplicînd pe grila tubului tensiunea modulatorie, capacitatea la bornele lui va varia în conformitate cu această tensiune.

În mod asemănător funcționează tubul de reactanță din fig. 9.4, b , cu deosebirea că el produce un curent anodic defazat cu 90° în urma tensiunii. Deci el se comportă ca o inductanță variabilă.

9.3. CIRCUITE DE DETECȚIE

Operația de demodulare sau de detecție are ca scop „recuperarea” (sau „refacerea”) semnalului modulator prin separarea lui din semnalul modulat. Trebuie precizat că o asemenea separare nu se poate face pur și simplu prin selecție (sau filtrare), cu ajutorul unor circuite selective, deoarece

semnalul modulator nu este o componentă a semnalului modulat (am văzut că semnalul modulat are doar componenta purtătoare și componentele laterale, singurele care ar putea fi separate cu circuite selective). Demodularea necesită un element neliniar, o diodă sau o triodă (tranzistor); demodularea, ca și modularea, este un *proces neliniar* (modularea și demodularea nu sînt simple suprapuneri de semnale, care ar fi realizabile și numai cu elemente liniare, ci „combinații” ale semnalelor care dau naștere de fapt la un semnal nou, separabil nu-

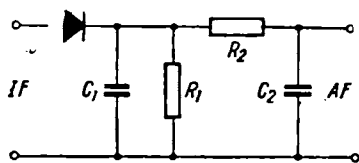


Fig. 9.5. Detector cu diodă:

IF – borne pentru aplicarea semnalului de înaltă frecvență, modulat în amplitudine; *AF* – borne la care se obține semnalul demodulat, de audiofrecvență.

mai prin elemente tot neliniare).

Cel mai simplu detector (demodulator) pentru semnale modulate în amplitudine se realizează cu ajutorul unei diode cu vid sau semiconductoare, ca în schema din fig. 9.5. Dioda funcționează ca un redresor, avînd ca sarcină rezistorul R_1 în paralel cu condensatorul C_1 (această schemă amintește de schema redresorului analizată la (§ 6.3.1). Grupul R_2 , C_2 constituie un filtru.

Prin redresarea tensiunii modulate aplicate la intrare, tensiunea la bornele grupului R_1 , C_1 este apropiată de valoarea de vîrf a tensiunii modulate. În adevăr, ca și la redresorul cu sarcină capacitivă, condensatorul C_1 se încarcă repede prin diodă la vîrfurile pozitive ale tensiunii de intrare, deoarece rezistența internă a diodei este mică în aceste momente. În continuare, dioda este blocată și descărcarea condensatorului se produce lent, prin rezistența relativ mare R_1 . Acest proces este ilustrat în fig. 9.6. Se observă că tensiunea de ieșire urmărește aproximativ înfășurătoarea (anvelopa) semnalului modulat de la intrare, reproducînd cu aproximație semnalul modulator. Trecînd prin filtrul R_2 , C_2 această tensiune este „netezită” și mai mult, obținîndu-se un semnal de ieșire foarte apropiat de cel original.

Demodularea semnalelor modulate în frecvență se face cu circuite mai complicate. De obicei, are loc mai întîi o

transformare a modulației de frecvență într-o modulație de amplitudine urmată de o detecție, așa cum s-a arătat mai sus.

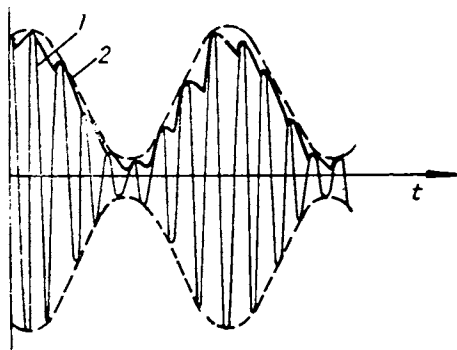


Fig. 9.6. Variația tensiunilor în detectorul cu diodă:
1 — semnalul modulat în amplitudine; 2 — semnalul demodulat.

9.4. CIRCUITE DE SCHIMBARE A FRECVENȚEI

Prin *schimbare de frecvență* (sau conversiune de frecvență) se înțelege obținerea unui semnal de o anumită frecvență pornind de la un semnal de altă frecvență. De obicei, semnalul de intrare este modulat — în amplitudine sau în frecvență — și în acest caz se cere ca schimbarea de frecvență să lase nemodificată modulația; se schimbă numai frecvența purtătoare.

Dacă se aplică unui circuit neliniar — de exemplu, unui circuit care conține și o diodă — simultan două semnale de frecvențe diferite, f_1 și f_2 , la ieșirea acestui circuit se va obține un semnal complex, cu o mulțime de componente sinusoidale. Frecvențele acestor componente sînt combinații ale frecvențelor inițiale f_1 și f_2 , de forma f_1+f_2 , f_1-f_2 , f_1+2f_2 , f_1-2f_2 , $2f_1+f_2$, $2f_1+3f_2$ etc. Cele mai importante componente sînt cele care au frecvențele f_1+f_2 și f_1-f_2 (presupunînd că f_1 este mai mare decît f_2). Una din aceste componente poate fi separată folosind un circuit oscilant, a cărui frecvență de rezonanță trebuie să fie egală cu frecvența dorită, de exemplu cu f_1-f_2 .

În fig. 9.7 este reprezentat un circuit schimbător de frecvență cu diodă. Semnalul a cărui frecvență trebuie schimbată este de obicei un semnal slab (de exemplu, semnalul recepționat la intrarea unui receptor); pentru o func-

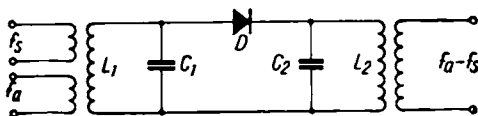


Fig. 9.7. Schimbător de frecvență cu diodă.

ționare avantajoasă, circuitul de intrare L_1, C_1 este acordat pe frecvența f_s a acestui semnal. Al doilea semnal, care are rol auxiliar, de frecvență f_a , are o amplitudine mare, deoarece el este generat de un oscilator propriu.

Circuitul acordat de ieșire L_2, C_2 este acordat pe frecvența $f_a - f_s$. Toate celelalte componente ale curentului din circuitul diodei vor da la bornele acestui circuit oscilant tensiuni neglijabile. Deci tensiunea de ieșire va fi practic sinusoidală și de frecvență $f_a - f_s$.

În fig. 9.8 sînt reprezentate diagramele de variație a tensiunilor și curenților din circuit. Întrucît tensiunile aplicate circuitului L_1, C_1 au frecvențe diferite, suma lor va fi o tensiune de amplitudine variabilă; în adevăr, în unele momente cele două tensiuni sînt în fază și se adună, iar în alte momente ele sînt în antifază și se scad. Ca urmare, se produce așa-numitul fenomen de „bătăi”, semnalul rezultat avînd amplitudinea variabilă periodic, cu frecvența egală cu diferența frecvențelor semnalelor componente.

Dioda are un efect de redresare, astfel încît curentul din circuit va avea numai alternanțele pozitive ale tensiunii de „bătăi”. Circuitul L_2, C_2 „extrage” de aici componenta de frecvență $f_a - f_s$, care în acest caz este componenta de frecvență cea mai joasă.

Prin urmare, schimbarea de frecvență poate fi privită ca un proces de detecție a „bătăilor” dintre două oscilații avînd frecvențe diferite.

Pentru simplificare, în diagramele din fig. 9.8 am considerat semnalele nemodulate. De obicei, semnalul de frecvență f_s este modulat. Se poate constata ușor că în acest

caz și semnalul de ieșire va purta aceeași modulație; în adevăr, orice variație a amplitudinii (în cazul modulației de amplitudine) sau a frecvenței (în cazul modulației de frecvență) semnalului de intrare are ca efect o modulare

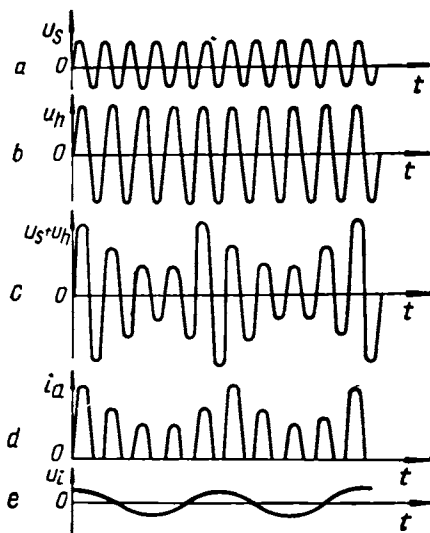


Fig. 9.8. Variația tensiunilor și a curenților în schimbătorul de frecvență cu diodă:

a — semnalul a cărui frecvență se schimbă; *b* — semnalul auxiliar; *c* — tensiunea rezultantă; *d* — curentul prin diodă; *e* — tensiunea de ieșire.

corespunzătoare a tuturor semnalelor din circuit: a curentului de „bătăi”, a curentului redresat de diodă și a tensiunii la bornele circuitului oscilant de ieșire.

Schimbarea de frecvență se efectuează în multe cazuri cu ajutorul tuburilor cu mai mulți electrozi, de exemplu cu ajutorul unei hexode. În fig. 9.9 este arătată o schemă de schimbător de frecvență cu hexodă. Principiul de funcționare a acestui circuit seamănă cu acel al circuitului analizat anterior. Rolul de element neliniar al diodei este preluat aici de hexodă, care produce o „redresare” parțială a bătăilor. Avantajul circuitului constă în faptul că cele două semnale

de intrare sînt aplicate pe grile diferite ale tubului, ceea ce elimină aproape complet influența reciprocă a circuitelor din care provin aceste semnale. În plus, semnalul de ieșire

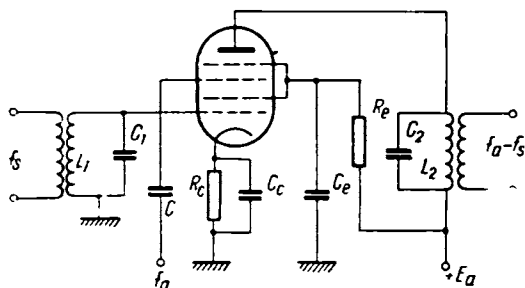


Fig. 9.9. Schimbător de frecvență cu hexodă.

este mai intens decît în schimbătorul cu diodă, fiind amplificat de hexodă.

Uneori același tub servește și pentru generarea tensiunii auxiliare și pentru schimbarea de frecvență propriu-zisă. De obicei, primii trei electrozi ai tubului au funcțiunea de triodă montată ca oscilatoare LC ; „anodul” acestei triode joacă în același timp rol de grilă în „hexoda” formată din restul electrozilor. Pe cealaltă grilă se aplică semnalul de convertit.

10. CIRCUITE DE COMUTAȚIE

10.1. INTRODUCERE

Prin *circuite de comutație* înțelegem circuite care se închid sau se deschid la o comandă determinată. Comanda poate fi de diferite naturi. Cel mai simplu caz este acela al unei comenzi mecanice, ca de exemplu la un simplu întreruptor sau buton de sonerie acționat prin apăsare sau rotire. În circuitele electronice de comutație interesează însă numai *comenzile electrice* sub formă de semnale corespunzătoare (curenți sau tensiuni). Comanda poate fi însă și de altă natură de exemplu un semnal luminos sau sonor.

Ne vom ocupa deci de circuite care pot fi stabilite sau întrerupte prin aplicarea de semnale electrice corespunzătoare. Acestor circuite li se impun mai multe cerințe, de importanță mai mare sau mai mică, după situația în care sînt folosite.

Se pot deosebi: *circuitul de comandă*, în care se aplică semnalul de comandă și *circuitul comandat*, în care se aplică comutația propriu-zisă*.

În primul rînd se cere ca comutația să se efectueze cu un consum de energie cît mai mic în circuitul de comandă. Aceasta înseamnă că vom putea întrerupe curenți intensi la tensiuni mari cu semnale de comandă de curent mic și de tensiune redusă. Cu cît raportul dintre puterea în circuitul

* Prin comutație se înțelege, în general, atit închiderea (stabilirea) cît și deschiderea (întreruperea) unui circuit.

comandat (comutat) și puterea în circuitul de comandă este mai mare, cu atât calitatea comutației — din acest punct de vedere este mai ridicată

În al doilea rând se cere ca comutația să se facă suficient de rapid, adică cu o întârziere mică față de momentul în care s-a dat comanda de acționare. Această calitate caracterizează inerția (sau lipsa de inerție) a dispozitivului de comutație.

Mai există și alte cerințe care se impun comutației. Astfel, de obicei, nivelul semnalului de comandă la care se produce acționarea într-un sens (de exemplu, închiderea) nu coincide exact cu nivelul la care se produce acționarea în celălalt sens (deschiderea). Crescând semnalul de comandă, la un anumit moment se produce închiderea; prin scăderea semnalului de comandă, deschiderea ar trebui să se producă la același nivel al semnalului de comandă, dar ea are loc numai la o scădere a acestuia sub nivelul anterior de acționare. Este vorba de un fenomen de histerezis care amintește de efectul întâlnit la materialele feromagnetice (se mai spune că dispozitivul are „memorie”, în sensul că starea lui actuală depinde de stările anterioare avute).

De asemenea, o caracteristică importantă a dispozitivului de comutație este rezistența lui în stare închisă, respectiv în stare deschisă. Ideal, ar trebui ca aceste rezistențe să aibă valorile zero, respectiv infinit. Cu alte cuvinte, la închidere ar trebui asigurat un scurtcircuit perfect, iar la deschidere o întrerupere totală (izolare completă). Dispozitivele practice de comutare nu asigură nici una din aceste condiții ideale. Ele pot fi caracterizate prin raportul dintre rezistența la întrerupere și rezistența la închidere; acest raport trebuie să fie cât mai mare.

10.2. COMUTARE ELECTROMECHANICĂ ȘI COMUTARE ELECTRONICĂ

Dispozitivele de comutație cele mai răspândite și mai cunoscute sînt *releele* electromagnetice. Ele sînt folosite în cele mai variate tipuri de instalații de automatizare, de telecomunicații etc. În general, dispozitivele de comutație electromecanice utilizează un semnal de comandă electric

și un sistem mecanic de realizare a închiderii, respectiv întreruperii circuitului.

În fig. 10.1 este desenat schematic un releu electromecanic simplu.* Funcționarea lui se bazează pe atragerea piesei de fier 1 de către miezul 2 al electromagnetului, prin a cărei înfășurare 3 trece curentul de comandă. Deplasarea piesei de fier are ca rezultat închiderea contactelor 4. În absența curentului de comandă, contactele sînt desfăcute datorită resortului 5, care readuce sistemul în poziția inițială. Pentru ca sub influența magnetizării remanente a miezului piesa 1 să nu rămînă lipită de miez după încetarea curentului de comandă, de ea este fixat un mic distanțier 6 gros de aproximativ 0,1 mm, din metal nemagnetic (cupru, alamă etc.).

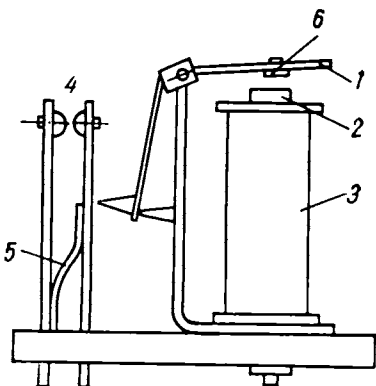


Fig. 10.1. Releu electromecanic.

Atunci cînd curentul de comandă depășește o anumită intensitate de „prag” (care depinde de parametrii electromagnetului, de elasticitatea resortului de reținere etc.) contactele releului se închid. Dimpotrivă, dacă valoarea curentului de comandă scade sub o anumită limită, contactele se deschid, deoarece forța de atracție a electromagnetului devine mai mică decît forța cu care acționează resortul. Se vede deci clar modul în care releul este comandat de curentul care i se aplică.

În fig. 10.2 este reprezentat un tranzistor căruia i se poate aplica un curent de comandă în circuitul emitor-bază (în care este intercalat și un rezistor, pentru limitarea curentului). În lipsa curentului de comandă circuitul emitor-colector al tranzistorului (circuit comandat) are o rezistență mare, deoarece prin el nu trece decît curentul rezidual al

* Numit de obicei „releu electromagnetic”.

tranzistorului (punctul *A* de pe caracteristicile din fig. 10.3). Dacă se aplică un curent de comandă suficient de intens, tranzistorul este adus la saturație (punctul *B* de pe caracteristici) și rezistența lui între emitor și colector devine foarte

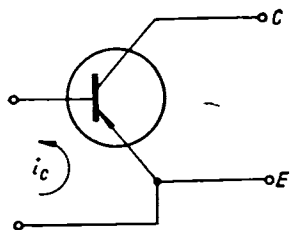


Fig. 10.2. Tranzistor folosit ca releu:

i_c — curent de comandă.

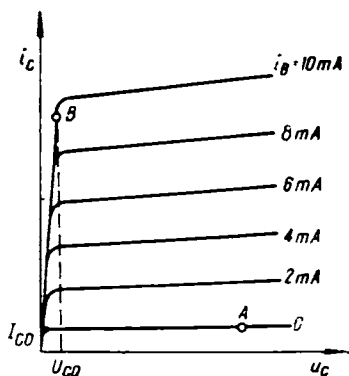


Fig. 10.3. Punctele de funcționare ale tranzistorului folosit ca releu.

mică, întrucît tensiunea emitor-colector este doar de cîteva zecimi de volt, iar curentul de colector poate ajunge la valori importante. Bineînțeles, curentul de comandă trebuie să aibă un sens corect (de la emitor spre bază în cazul unui tranzistor *pnp*), pentru a produce conducția tranzistorului, deoarece în caz contrar se obține efect contrar, adică blocarea tranzistorului.

Se vede acum limpede analogia între tranzistorul în regim de comutație și releul electromecanic. Tranzistorul execută comutația fără piese mobile; el realizează așa-numita comutație statică, al cărei avantaj esențial este inerția cu mult mai mică decît cea a comutației electromecanice. Timpul de comutație al unui releu este cuprins de regulă între o miime de secundă și o zecime de secundă (în funcție de caracteristicile sale constructive), pe cînd un tranzistor poate efectua comutarea într-un timp mai scurt, care poate fi de ordinul milionimilor de secundă sau chiar mai scurt. În plus, dispozitivele de comutație statică, neavînd piese

mobile, practic nu se uzează, deci au o durată de funcționare practic nelimitată. „Histerezisul” acestor dispozitive este și el foarte redus. În schimb, dispozitivele electronice de comutație au un raport mai defavorabil între rezistența de blocare și cea de conducție.

În practică se utilizează circuite de comutare cu tranzistoare și diode semiconductoare mai complexe decât simplul tranzistor examinat mai sus. Prin combinarea adecvată a acestor elemente, se pot obține blocuri de comutație statică cu diferite funcțiuni. Viteza mare de comutare a lor permite să fie folosite în calculatoare electronice rapide, în sisteme de prelucrare a datelor — unde trebuie făcute foarte multe operații în intervale scurte de timp — în centralele telefonice electronice etc. Toate aceste circuite de comutație au la bază principii asemănătoare cu cel analizat la acțiunea de comutare a unui singur tranzistor. Comanda se efectuează în general cu semnale slabe, ceea ce este posibil datorită proprietății de amplificare pe care o au tranzistoarele. În cele două stări ale sistemului, de conducție și de blocare, tranzistorul sau dioda sînt polarizate direct (tranzistorul este adus de obicei la saturație) respectiv invers, fapt prin care se obține rezistență mică sau mare a circuitului.

10.3. CIRCUITE LOGICE

O clasă largă de circuite de comutație se numesc circuite logice, deoarece ele servesc la realizarea de blocuri de calcul, sisteme de prelucrare a datelor etc. Ele se caracterizează tot prin stări de conducție sau de blocare a dispozitivelor utilizate, dar în general au mai multe combinații posibile de stări.

În cele ce urmează vor fi descrise cîteva scheme logice utilizate mai des în aplicații, cu cîte un exemplu tipic de realizare a lor. Vor fi luate în considerare diode semiconductoare și tranzistoare *pnp*; ele pot fi însă realizate și cu ajutorul altor dispozitive electronice.

10.3.1. CIRCUIT DE NEGAȚIE (CIRCUIT NU)

Operația logică de negație înseamnă generalizarea unui semnal contrar celui aplicat la intrare. În general, se lucrează cu două stări posibile, de exemplu starea de conducție sau

starea de blocare a unui dispozitiv (prezența sau absența curentului), stări care corespund unor propoziții contrare în logica așa-zisă „bivalentă”: adevărat-fals sau tot-nimic.

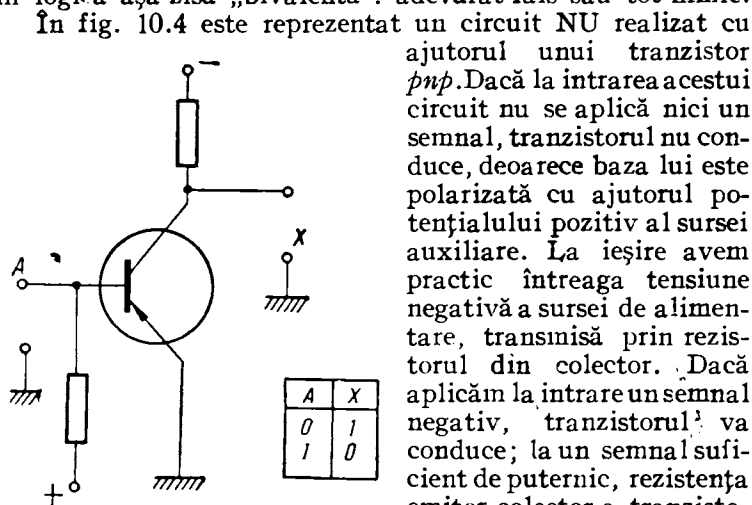


Fig. 10.4. Circuit logic NU;
A – intrare; X – ieșire.

În concluzie, la ieșire avem semnal dacă la intrare semnalul lipsește și, invers, semnalul de ieșire lipsește dacă la intrare avem semnal. Se realizează deci negația.

Dacă atribuim intrării simbolul A și ieșirii simbolul X, putem alcătui tabelul cu stări ale circuitului, așa cum se vede în fig. 10.4. Prin cifra 1 am însemnat prezența semnalului, iar prin cifra 0 absența semnalului. Se observă corespondența semnalelor de intrare și de ieșire: atunci când la intrare avem semnal 0 la ieșire semnalul este 1 și invers.

10.3.2. CIRCUIT DE CONJUNCȚIE (CIRCUIT ȘI)

Operația logică de conjuncție constă în formarea unei propoziții care este adevărată numai dacă alte două propoziții

sînt simultan adevărate. Astfel, dacă și numai dacă A și B sînt adevărate, atunci și X este adevărat. Operația matematică se citește „ X egal cu A și B “. Dacă oricare din A sau B este fals și X va fi fals.

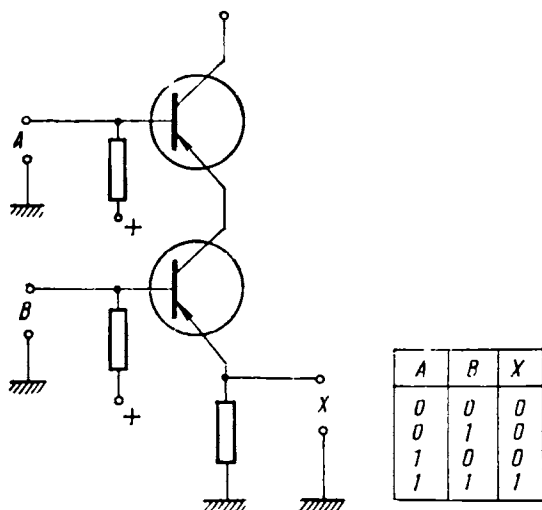


Fig. 10.5. Circuit logic ȘI:

A , B - intrări; X - ieșire.

Circuitul corespunzător se numește în mod obișnuit circuit ȘI.

În fig. 10.5 este arătat un exemplu de realizare a circuitului ȘI cu două tranzistoare. Pentru a avea semnal la ieșire, este necesar ca ambele tranzistoare să conducă, deoarece numai în acest caz vom avea curent prin rezistorul din emitorul primului tranzistor și deci o cădere de tensiune la bornele lui. În absența semnalului la intrarea celor două tranzistoare, ele sînt blocate datorită potențialelor pozitive aplicate pe bazele lor. Pentru a le debloca, trebuie aplicate semnale negative simultan la ambele intrări. Aplicarea unui semnal negativ numai la o intrare lasă celălalt tranzistor blocat, ceea ce împiedică apariția semnalului de ieșire.

În fig. 10.5 este dat și tabelul de stări ale dispozitivului, care ilustrează cele arătate.

10.3.3. CIRCUIT DE DISJUNCȚIE (CIRCUIT SAU)

Operația logică de disjuncție diferă de conjuncție prin aceea că conduce la o propoziție adevărată, dacă cel puțin una din propozițiile inițiale este adevărată. Deci, este sufici-

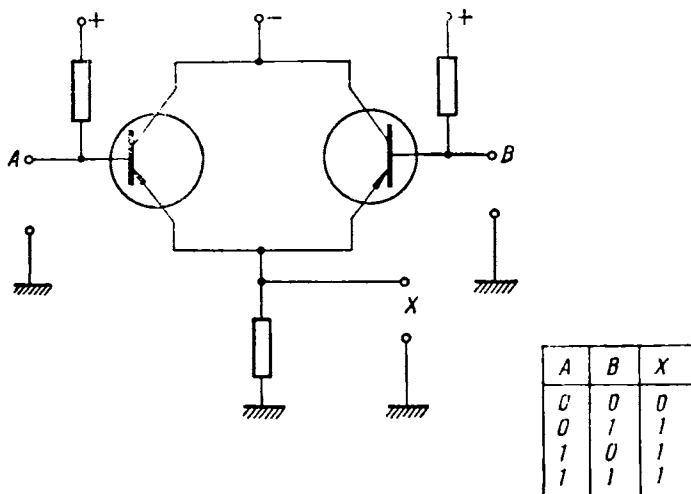


Fig. 10.6. Circuit logic SAU:

A, B - intrări; X - ieșire.

ent ca numai A sau numai B (sau amîndouă) să fie adevărată pentru ca și X să fie adevărată. Operația matematică se citește „X este egal cu A sau B”.

Circuitul corespunzător se numește circuit SAU. El trebuie să producă semnal la ieșire dacă se aplică semnal pe cel puțin una din cele două intrări.

Schema din fig. 10.6 este un exemplu de realizare a circuitului SAU, folosind două tranzistoare. Pentru a avea semnal la ieșire, este suficient ca numai unul din tranzistoare să conducă, deoarece în acest fel va trece curent prin rezistorul din emitorul tranzistoarelor. În absența semnalelor de intrare ambele tranzistoare sînt blocate: ele pot fi deblocate prin aplicarea de semnale negative corespunzătoare.

Tabelul stărilor posibile ale circuitului sintetizează cele arătate în legătură cu acest circuit (fig. 10.6).

10.3.4. CIRCUITUL NICI

Circuitul NICI redă operația logică de disjuncție urmată de o negație. Aceasta înseamnă că „ X este adevărat numai dacă nici A nici B nu este adevărat”.

Un exemplu de circuit NICI este arătat în fig. 10.7. În lipsa semnalelor la intrare tranzistorul este blocat și la ieșire apare semnal, deoarece potențialul negativ al sursei de alimentare este transmis prin rezistorul din colector. Este suficient să se aplice semnal pe o singură bornă de intrare (semnal negativ) pentru ca semnalul de ieșire să dispară, deoarece tranzistorul se deblochează prin negativarea bazei și tensiunea la bornele lui devine foarte mică.

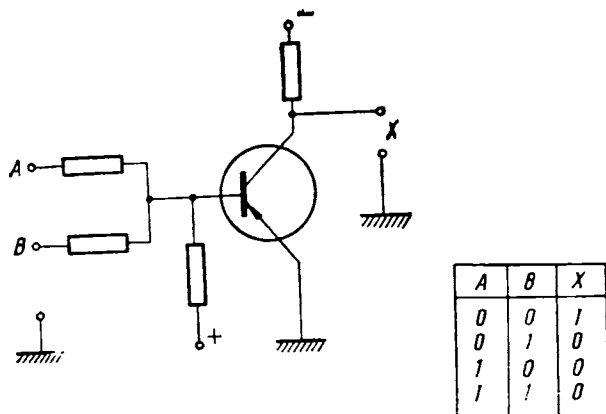


Fig. 10.7. Circuit logic NICI:

A, B - intrări; X - ieșire.

Stările posibile sînt reprezentate în tabelul din fig. 10.7.

Circuitul NICI este folosit pe scară largă, deoarece prin asocieri de asemenea circuite se pot realiza toate funcțiile logice arătate.

10.4. CIRCUITE BASCULANTE

Circuitele basculante au două stări de echilibru distincte; trecerea de la o stare la alta se face brusc, într-un interval de timp foarte mic, sub acțiunea unui impuls de comandă. De obicei, circuitele basculante conțin două dispozitive electronice, de exemplu două triode sau două tranzistoare. Într-una din stările posibile o triodă (sau un tranzistor) conduce, iar cealaltă este blocată, iar în cealaltă stare rolurile se inversează, trioda (tranzistorul) care a condus se blochează și începe să conducă cealaltă.

Circuitul basculant poate avea mai multe ieșiri, de exemplu pe anodul sau pe catodul uneia din triode, sau pe electrozii corespunzători ai celeilalte triode (în mod similar, pe emitorii sau pe colectorii tranzistoarelor). La unele ieșiri prezența sau absența semnalului corespunde unei anumite stări de echilibru, pe cînd la alte ieșiri aceleași semnale corespund stării contrare de echilibru.

Stările de echilibru ale circuitelor basculante pot fi stabile sau temporare. În funcție de numărul de stări stabile, se deosebesc:

- circuite basculante bistabile (cu două stări stabile);
- circuite basculante monostabile (cu o stare stabilă);
- circuite basculante stabile (fără nici o stare stabilă).

La circuitele basculante bistabile fiecare din stările posibile se mențin un timp nelimitat, dacă nu se aplică din exterior semnale de comandă care să producă trecerea în cealaltă stare.

La circuitele basculante monostabile numai una din stările de echilibru este stabilă în sensul de mai sus; cealaltă stare de echilibru se menține un timp limitat, după care circuitul revine singur la starea inițială (stabilă). Durata rămîinerii circuitului în starea temporară depinde de parametrii acestuia, de obicei de constanta de timp a unui circuit rezistență-capacitate care cuplează cele două triode (sau tranzistoare).

Circuitele basculante astabile nu au nici o stare stabilă. Ele trec singure, fără acțiunea unor semnale de comandă, dintr-o stare în alta și înapoi. Aceste circuite constituie de fapt niște oscilatoare, numite și *oscilatoare de relaxare*, care generează de obicei tensiuni de formă dreptunghiulară. Cel

mai cunoscut asemenea circuit este *multivibratorul*, denumit astfel deoarece tensiunea pe care o generează conține un mare număr de componente armonice, deci oscilează pe „multe moduri” (multe frecvențe). Durata de rămânere a acestui circuit în cele două stări este determinată de parametrii circuitului, de obicei de constantele de timp a celor două circuite rezistență-capacitate care cuplează între ele triodele (tranzistoarele) din circuit.

Circuitele basculante bistabile și cele monostabile se mai numesc „triggere”. Ele se folosesc foarte frecvent în scheme de automatizare și în scheme logice, scheme de numărare etc. În unele cazuri, ele redau mai apropiat funcționarea releelor electromecanice, întrucât trecerea dintr-o stare în alta se produce brusc și nu treptat ca la circuitele de comutație analizate pînă aici. „Bascularea” dintr-o stare în alta are loc rapid chiar dacă semnalul de comandă variază lent, la atingerea unui anumit nivel al acestui semnal; fenomenul se aseamănă cu cel de la releu unde acționarea se produce la o anumită valoare a curentului prin înfășurarea electromagnetului. Deosebirea importantă față de releele electromecanice este, și în acest caz, durata foarte scurtă a „basculării”, care poate fi de ordinul microsecundelor sau mai mică.

10.4.1. CIRCUIT BASCULANT BISTABIL

În fig. 10.8 este reprezentat un circuit basculant bistabil, care folosește două tranzistoare *pnp*.

Schema este complet simetrică, adică tranzistoarele au caracteristici similare, iar rezistoarele au două câte două aceleași rezistențe: $R_1=R_2$, $R_3=R_4$, $R_5=R_6$.

Să presupunem că circuitul se află în una din stările de echilibru și anume în starea în care tranzistorul T_1 conduce și tranzistorul T_2 nu conduce. În acest caz potențialul pe baza lui T_1 este determinat de divizorul de tensiune format din R_2 , R_4 și R_5 . Rezistența R_5 se alege suficient de mare pentru ca potențialul negativ pe baza lui T_1 să asigure conducția sigură a acestuia, de obicei pînă la saturație. În acest fel, potențialul punctului 1 diferă doar puțin de potențialul emitorului (al masei), rezistoarele R_3 și R_6 sînt șuntate de tranzistorul T_1 și potențialul bazei lui T_2 este egal cu potențialul punctului 1; tranzistorul T_2 este blocat,

deoarece tensiunea dintre baza și emitorul lui este foarte mică. Se vede că această stare se menține un timp nelimitat, dacă nu intervine nici o perturbare din exterior.

Dacă la intrarea B se aplică un semnal negativ, chiar sub forma unui impuls foarte scurt, astfel încît tranzistorul T_2

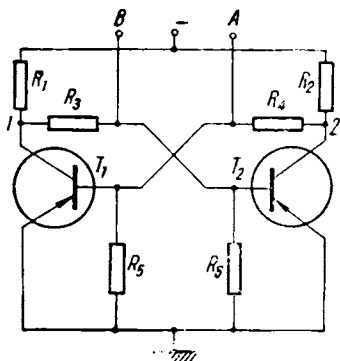


Fig. 10.8. Circuit basculant bi-stabil.

să înceapă să conducă, practic instantaneu tranzistorul T_1 se blochează și T_2 trece în stare de conducție completă. Acest fenomen se explică în modul următor. Chiar dacă T_2 începe să conducă foarte puțin, potențialul pe baza lui T_1 crește din cauza creșterii curentului și a căderii de tensiune în R_2 . Creșterea potențialului bazei lui T_1 produce o scădere a curentului său de colector și scăderea potențialului punctului 1 și, în consecință, a bazei lui T_2 . Scăderea

potențialului bazei lui T_2 conduce la creșterea curentului său de colector, ceea ce mărește și mai mult potențialul punctului 2 și al bazei lui T_1 ; procesul se repetă și continuă în acest fel, în „avalanșă”, pînă cînd se ajunge la blocarea lui T_1 și la deschiderea completă a lui T_2 .

Întregul proces de basculare descris se produce foarte repede.

Se observă că pentru a declanșa bascularea descrisă, se poate aplica fie un impuls negativ la intrarea B , fie un impuls pozitiv la intrarea A (care va produce blocarea lui T_2). Pentru producerea basculării în sens invers este necesar să se aplice un impuls pozitiv la intrarea B sau un impuls negativ la intrarea A .

Bornele de ieșire ale circuitului sînt punctele 1 și 2. La aceste borne se obțin semnale negative sau nule, așa cum am văzut și la alte circuite de comutație.

Uneori, pentru accelerarea basculărilor circuitului, în paralel cu rezistoarele R_3 și R_4 se conectează cîte un condensator. Rolul acestor condensatoare este de a transmite mai

rapid variațiile potențialelor punctelor 1 și 2 la bazele tranzistoarelor (în lipsa condensatoarelor respective transmiterea variațiilor de potențial prin rezistoarele R_3 și R_4 este încetinită de prezența capacităților parazite între bazele și emitoarele tranzistoarelor).

Schemele practice de circuite basculante bistabile cu tranzistoare conțin deseori și alte elemente. Astfel, pentru ca blocarea tranzistoarelor care nu conduc să fie completă, bornele inferioare ale rezistoarelor R_5 și R_6 pot fi conectate nu la masă, ci la un potențial pozitiv. Același efect se obține dacă între emitoarele tranzistoarelor și masă se conectează un rezistor, care va produce în acest fel o polarizare automată (tranzistorul care conduce va produce pozitivarea bazei celuilalt tranzistor, adică un fel de „pozitivare automată”, similară cu negativarea automată la triode).

De asemenea, în multe cazuri procesele de recombinare care au loc în tranzistoare, în special în regim de saturație, lungesc durata basculării circuitului. Pentru reducerea acestui efect se pot folosi diode zise „de fixare”, care împiedică intrarea tranzistoarelor în saturație, care nu permit tensiuni-
or de colector să depășească o anumită valoare.

10.4.2. CIRCUIT BASCULANT MONOSTABIL

În fig. 10.9 este reprezentat un circuit basculant monostabil realizat cu două tranzistoare *pnp*.

Spre deosebire de circuitul bistabil, schema circuitului monostabil nu mai este simetrică. Tranzistorul T_1 este conectat în același mod ca și la schema precedentă, în schimb baza tranzistorului T_2 este alimentată de la sursa generală prin rezistorul R_3 și cuplată cu colectorul lui T_1 prin condensatorul C_1 .

În mod obișnuit, tranzistorul T_1 este blocat, iar T_2 se găsește în regim de saturație. Aceasta este starea stabilă a circuitului, care se menține oricât, ca și la circuitul bistabil descris anterior.

Dacă se aplică un impuls de comandă pozitiv la intrarea A , curentul de colector al lui T_2 se micșorează și potențialul colectorului său scade. Acest lucru face să se micșoreze și potențialul bazei tranzistorului T_1 , care începe să conducă. Ca și la schema precedentă, acest proces se desfășoară în

avalanșă, alungîndu-se la conducția completă (saturația) a tranzistorului T_1 și la blocarea lui T_2 .

O dată cu bascularea produsă, condensatorul C_1 — care inițial era încărcat la o tensiune apropiată de cea a sursei de

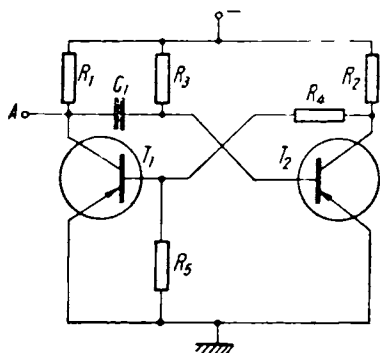


Fig. 10.9. Circuit basculant mono-stabil.

alimentare — începe să se descarce prin rezistorul R_3 . După cum se știe, condensatorul nu se poate descărca instantaneu, ci într-un interval de timp care depinde de capacitatea lui și de rezistența circuitului pe care se descarcă. Pe măsura descărcării lui C_1 , potențialul bazei lui T_2 scade; în momentul în care acest potențial devine egal cu zero, tranzistorul T_2 începe să conducă și se produce o nouă basculare, circuitul revenind la starea inițială.

Prin alegerea corespunzătoare a produsului $R_3 \cdot C_1$, durata stării de blocare a lui T_2 poate fi stabilită după dorință, de obicei între câteva microsecunde și câteva secunde.

Ca și schema precedentă, borna inferioară a rezistorului R_5 poate fi legată la un potențial pozitiv, sau se poate folosi o polarizare automată prin conectarea unui rezistor între emitoare și masă.

10.4.3. CIRCUIT BASCULANT ASTABIL (MULTIVIBRATOR)

În fig. 10.10 este reprezentată schema unui circuit basculant astabil (multivibrator) folosind două tranzistoare *pnp*.

După cum se vede, aici ambele tranzistoare sînt conectate similar lui T_2 din schema precedentă. Schema poate fi privită ca un amplificator cu două etaje, cu cuplaj *RC* și cu reacție pozitivă puternică tot printr-un circuit *RC*. Este deci de așteptat ca ea să se comporte ca un oscilator.

Să presupunem că ne aflăm în cursul unei basculări a schemei, cînd curentul de colector al tranzistorului T_1 crește

și potențialul pe colectorul acestui tranzistor crește și el. Această variație de potențial se transmite prin condensatorul C_1 pe baza lui T_2 și determină astfel o micșorare a curentului colector al acestuia. Ca urmare, potențialul colectorului lui T_2 scade și această scădere se transmite prin condensatorul C_2 pe baza lui T_1 determinând o creștere suplimentară a curentului de colector din acest tranzistor. Procesul continuă în acest fel foarte rapid, pînă la deschiderea completă a lui T_1 și la blocarea completă a lui T_2 . O dată cu această basculare, condensatorul C_1 începe să se descarce prin rezistorul R_3 , ceea ce face ca potențialul pe baza lui T_2 să scadă. În momentul în care acest potențial devine zero, tranzistorul T_2 începe să

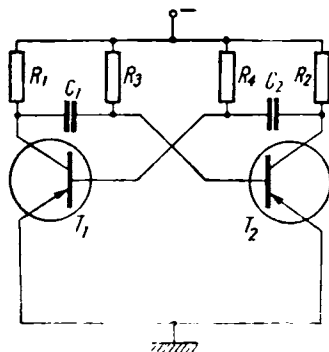


Fig. 10.10. Circuit basculant astabil (multivibrator).

conducă și potențialul colectorului său începe să crească.

Această variație de potențial se transmite prin condensatorul C_2 pe baza lui T_1 și determină o mișcare a curentului său de colector. Ca urmare, potențialul colectorului lui T_1 scade; această variație de potențial se transmite prin condensatorul C_1 pe baza lui T_2 determinând o nouă creștere a curentului de colector prin acest tranzistor. Se produce astfel bascularea în sens invers, tranzistorul T_2 deschizându-se și T_1 blocându-se. De această dată începe descărcarea condensatorului C_2 prin rezistorul R_4 pînă la deschiderea tranzistorului T_1 și fenomenele se repetă periodic.

Intervalele de timp în care tranzistoarele T_1 și T_2 sînt deschise depind de constantele de timp ale circuitelor de descărcare ale celor două condensatoare, adică de R_3 și de R_4C_2 . Tensiunea la colectorul fiecărui tranzistor are formă dreptunghiulară; duratele impulsurilor pozitive și negative generate pot fi egale sau inegale, după cum constantele de timp menționate mai sus sînt egale, respectiv inegale.

BIBLIOGRAFIE

1. *Bodea, M.* Piese și construcții radio. Tuburi electronice. Editura tehnică, 1969.
2. *Vasilin, E.* Piese și construcții radio. Semiconductoarele și utilizările lor. Editura tehnică, 1969.
3. *Millea, A.* Electrotehnica pentru radiotehnicieni. Editura tehnică, 1967
4. *Millea, A., Popovici, Al.* Inițiere în electronică. Editura tehnică, 1964
5. *Nicolau, E., Beliş, M.* Măsurări electronice generale. Editura tehnică, 1964.
6. *Apostol, P.* Piese și construcții radio. Rezistoare, condensatoare, bobine. Editura tehnică, 1969.
7. *Stere, R. ș.a.* Dispozitive semiconductoare. București, Editura tehnică, 1964.
8. *Goga, Gh. ș.a.* Tuburi electronice și dispozitive semiconductoare București, Editura tehnică, 1964.
9. *Constantinescu, S.* Radiotehnica teoretică și practică. București, Editura tehnică, vol. I 1960, vol. II 1961.
10. *Săvescu, M. ș.a.* Circuite electronice. București, Editura tehnică vol. I 1967, vol. II 1969.

Sub tipar:

D. Ciulin și E. Evanovici

REPARAREA RADIORECEPTOARELOR

ÎNDREPTAR

Lucrarea, presupunând cunoștințe asupra funcționării radioreceptoarelor, prezintă metodele optime de reparare, atât în ipoteza în care reparatorul posedă aparatură specifică de măsurat și control, cât și în cazul în care el dispune doar de un instrument universal de măsurat. Tratează, de asemenea, modul în care modificarea performanțelor etajelor sau pieselor componente influențează performanțele globale ale radioreceptorului, metodele de verificare și reparare a pieselor, metodele de măsurare a performanțelor și metodele de reglaj și aliniere a diverselor circuite ale radioreceptorului.

Lucrarea conține și alte date necesare reparatorului radio: codul culorilor pentru rezistențe și condensatoare, label de echivalență pentru tranzistoare etc.

Este formată din două volume care apar simultan.

În pregătire:

Colecția „Radio și televiziune“

Ciclul Piese și construcții radio

M. Bodea

TUBURI ELECTRONICE

Lucrarea descrie la un nivel accesibil radioamatorilor cu cunoștințe elementare de fizică principiile de funcționare și principalele utilizări ale tuburilor electronice.

Cuprins: Noțiuni de bază asupra tuburilor electronice; Dioda cu vid; Trioda cu vid; Tuburi cu mai multe grile; Tuburi cu gaz; Tuburi fotoelectronice.

*

Seria de inițiere

E. Vasiliu

INIȚIERE ÎN DISPOZITIVELE SEMICONDUCTOARE

Lucrarea tratează dispozitivele semiconductoare clasice și moderne, într-o formă clară, cu multe ilustrații, accesibilă unor cercuri largi de cititori cu diverse profesii și calificări, care se inițiază în acest domeniu. Poate fi utilă tehnicienilor și inginerilor electroniști, utilizatori de dispozitive semiconductoare, în deosebi datorită prezentării dispozitivelor semiconductoare noi (Diode Gunn, tranzistoare MOS etc.).

În librării:

- R. Popescu. **Frecvențmetre electronice.** 151 pag., 6 lei.
- Th. Cojocaru. **Iipituri în aparatura electronică.** 92 pag., 2,75 lei.
- P. Apostol. **Difuzoare.** 112 pag., 3,25 lei.
- Gh. Ardelean. **Radiolocația și aplicațiile ei.** 200 pag., 5 lei.
- Th. Bădărașu. **Radioreceptoare de buzunar.** 115 pag., 6 lei.
- B. Bărbat. **Transformatoare de joasă frecvență.** 160 pag., 5 lei.
- F. Bodea. **Potenționetre.** 111 pag., 3,50 lei.
- M. Chiriac. **Imprimări în aparatura electronică.** 103 pag., 3 lei.
- D. Ciulin și A. Millea. **Sfaturi pentru posesorii de radioreceptoare.** 160 pag., 3 lei.
- Gh. Constantinescu. **Radiotelefoane pe unde ultrascurte.** 168 pag., 5 lei.
- S. M. Fleisher. **Noutăți în tehnica radioreceptoarelor cu tuburi electronice.** 171 pag., 2 lei.
- A. Săvescu și C. Ionescu. **Catalog de tuburi electronice.** 668 pag., 60 lei.

- Ia. M. Sorin. **Siguranța în funcționare a aparaturii ra
electronice.** 71 pag., 4 lei.
- V. Vătășescu și Ș. Epure. **Catalog de dispoz
semiconductoare.** 344 pag., 26 lei.
- V. Vătășescu și Ș. Epure. **Catalog de dispoz
semiconductoare** (Supliment 1963). 180 pag., 22 lei.
- Gh. Zamfir și T. Pleșoiianu. **Perturbații radio
înlăturarea lor.** 190 pag., 5 lei.

Bun de tipar: 12.11.1969.
Coli de tipar: 15.

Întreprinderea poligrafică Sibiu, str. N. Bălcescu Nr. 17





Lei 6,75